NUMERO 2
LIRE 250

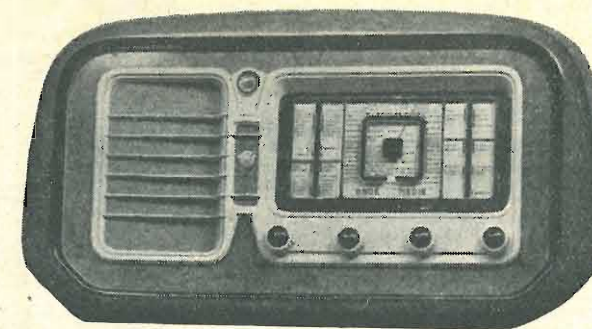
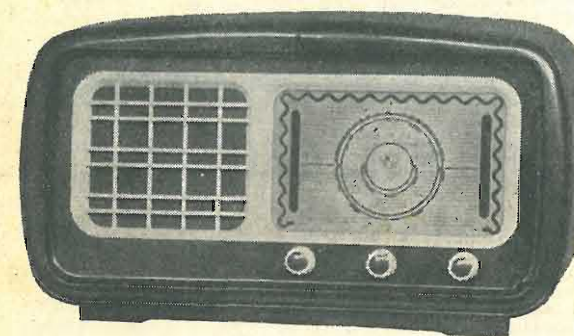
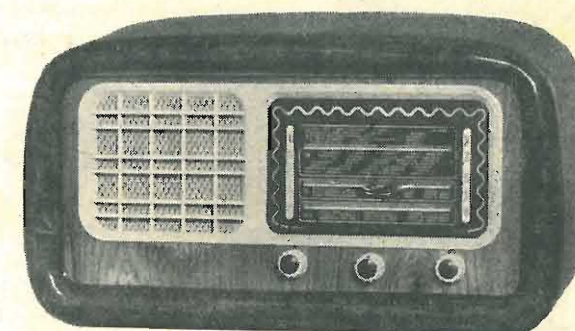
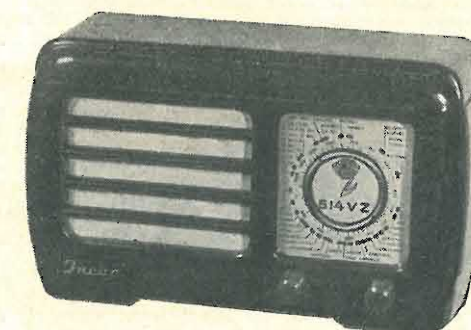
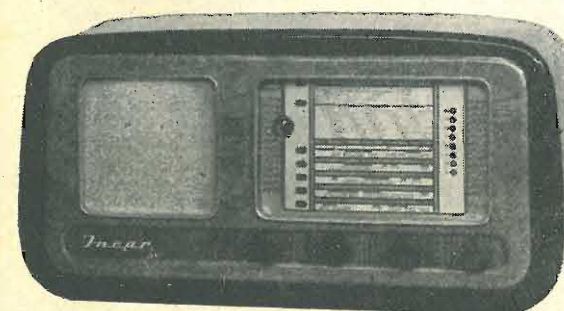
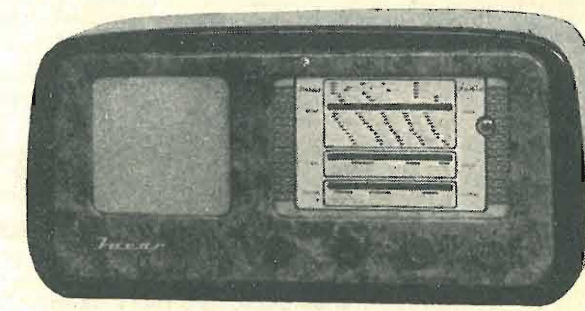
Rimlock SERIE U

Tipo	Accensione	Funzione	Condizioni	Correnti	Caratteristiche
UCH 42 Triodo - esodo	V_f = 14 V I_f = 0.1 A	Convertitore di frequenza (parte esodo)	V_a = 170 V R_1 ¹) = 18 kΩ R_2 ²) = 27 kΩ R_{g3+gT} = 47 kΩ V_{g1} = −1.85 V	I_a = 2.1 I_{g2+g4} = 2.6 I_{g3+gT} = 0.20	S_c = 670 μA/V R_i = 1.0 MΩ
			V_a = 100 V R_1 ¹) = 18 kΩ R_2 ²) = 27 kΩ R_{g3+gT} = 47 kΩ V_{g1} = −1.0 V	I_a = 1.2 I_{g2+g4} = 1.5 I_{g3+gT} = 0.10	S_c = 530 μA/V R_i = 1.2 MΩ
		Oscillatore (parte triodo)	V_b = 170 V R_a = 10 kΩ R_{g3+gT} = 47 kΩ V_{osc} = 8 V_{eff}	I_a = 5.7 I_{g3+gT} = 0.20	S_{eff} = 0.65mA/V
			V_b = 100 V R_a = 10 kΩ R_{g3+gT} = 47 kΩ V_{osc} = 4 V_{eff}	I_a = 3.1 I_{g3+gT} = 0.10	S_o = 2.8mA/V S_{eff} = 0.6mA/V μ = 22
UBC 41 Doppio diodo-triodo	V_f = 14 V I_f = 0.1 A	Caratteristiche tipiche	V_a = 170 V V_g = −1.6 V	I_a = 1.5	S = 1.65 mA/V R_i = 42 kΩ μ = 70
			V_a = 100 V V_g = −1.0 V	I_a = 0.8	S = 1.4 mA/V R_i = 50 kΩ μ = 70
		Amplificatore B.F.	V_b = 170 V R_a = 0.1 MΩ R_k = 3.9 kΩ	I_a = 0.45	g = 37
			V_b = 100 V R_a = 0.1 MΩ R_k = 3.9 kΩ	I_a = 0.28	g = 34
UF 41 Pentodo a pendenza variabile	V_f = 12.6 V I_f = 0.1 A	Amplificatore A.F. o M.F.	V_a = 170 V R_{g2} = 40 kΩ V_{g1} = −2.5 V	I_a = 6 I_{g2} = 1.75	S = 2.2 mA/V R_i = 1.0 MΩ C_{ag1} < 0.002 pF
			V_a = 100 V R_{g2} = 40 kΩ V_{g1} = −1.4 V	I_a = 3.3 I_{g2} = 1.0	S = 1.9 mA/V R_i = 0.8 MΩ C_{ag1} < 0.002 pF
UAF 42 Diodo Pentodo a pendenza variabile	V_f = 12.6 V I_f = 0.1 A	Amplificatore A.F. o M.F.	V_a = 170 V R_{g2} = 56 kΩ V_{g1} = −2.0 V	I_a = 5 I_{g2} = 1.5	S = 2.0 mA/V R_i = 0.9 MΩ C_{ag1} < 0.002 pF
			V_a = 100 V R_{g2} = 56 kΩ V_{g1} = −1.2 V	I_a = 2.8 I_{g2} = 0.9	S = 1.7 mA/V R_i = 0.85 MΩ C_{ag1} < 0.002 pF
		Amplificatore B.F.	V_b = 170 V R_a = 0.22 MΩ R_{g2} = 0.82 MΩ R_k = 2.7 kΩ	I_a = 0.5 I_{g2} = 0.17	g = 80
			V_b = 100 V R_a = 0.22 MΩ R_{g2} = 0.82 MΩ R_k = 2.7 kΩ	I_a = 0.29 I_{g2} = 0.09	g = 75
UL 41 Pentodo finale	V_f = 45 V I_f = 0.1 A	Amplificatore d'uscita classe A	V_a = 165 V V_{g2} = 165 V V_{g1} = −9.0 V R_k = 140 Ω	I_a = 54.5 I_{g2} = 9	S = 9.5 mA/V R_i = 20 kΩ R_a = 3 kΩ W_a = 9 W W_o = 4.5 W
			V_a = 100 V V_{g2} = 100 V V_{g1} = −5.3 V R_k = 140 Ω	I_a = 32.5 I_{g2} = 5.5	S = 8.5 mA/V R_i = 18 kΩ R_a = 3 kΩ W_o = 1.35 W
UY 41 Raddrizzatore ad una semionda	V_f = 31 V I_f = 0.1 A	Raddrizzatore	V_i = 220 V_{eff} = 127 V_{eff}	I_o = max. 100 = max. 100	R_t = min. 160 Ω R_t = min. 0 Ω C_{filt} = max. 50 μF

La serie che ha raggiunto la massima diffusione sul mercato italiano

INCAR

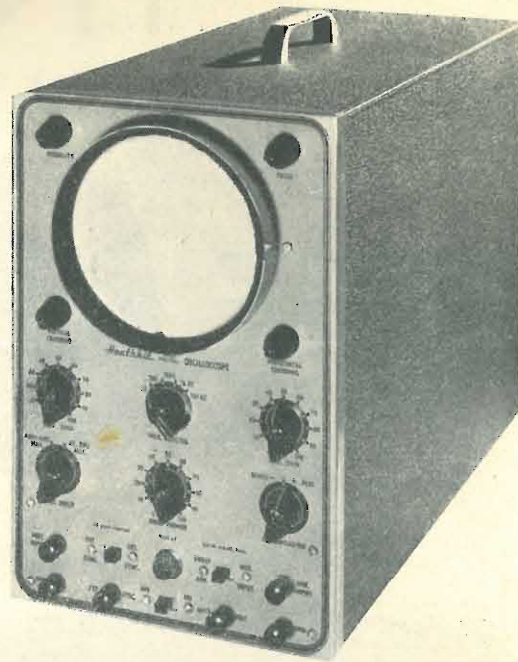
INDUSTRIA NAZIONALE COSTRUZIONE APPARECCHI RADIO

Produzione **1951-1952**

VZ 515 - 5 valvole + occhio magico
3 campi d'onda - Dim. cm. 28x37x69

VZ 516
5 valvole
3 campi d'onda
Dim. cm. 29x21x54

VZ 518
5 valvole
3 campi d'onda
Dim. cm. 30x22x56

VZ. 514 - 5 valvole
onde medie - Dim. cm. 10x15x25

VZ 510 - 5 valvole + occhio magico
6 campi d'onda - Dim. cm. 69x34x25

VZ 519 - 5 valvole + occhio magico
3 campi d'onda - Dim. cm. 69x34x25

INCAR RADIO DIREZIONE E STABILIMENTO **VERCELLI** Piazza Cairoli 1 - Tel. 23.47

IL NUOVO
OSCILLOSCOPIO
Mod. O-7

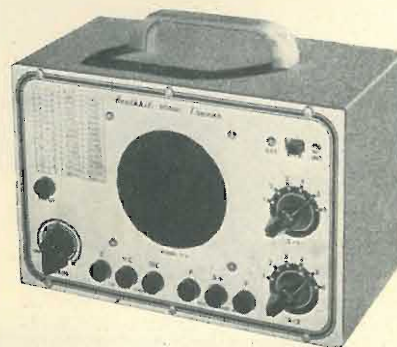
CARATTERISTICHE:

- Nuovo dispositivo per consentire la perfetta messa a fuoco del punto luminoso.
- Dieci valvole complessivamente, di cui 5 tipo miniatura e tubo RC.
- Amplificatori verticali in cascata seguiti da invertitore di fase e amplificatori di deflessione verticale in controfase.
- Tempo di ritorno del raggio grandemente ridotto.
- Entrata verticale a « cathode follower » con attenuatore a scatti e compensazione di frequenza.
- Controllo amplificazione verticale a bassa impedenza per ridurre al minimo la distorsione.
- Nuovo sistema di montaggio dell'invertitore di fase e valvole amplificatrici di deflessione verticale in prossimità del tubo a R.C.
- Montaggio interno grandemente semplificato.
- Risposta di frequenza grandemente aumentata: utilizzabile fino a 5 MHz.
- Elevatissima sensibilità; 0,015 V/10 mm verticale; 0,25 V/10 mm orizzontale.
- Controllo coassiale asse tempi orizzontale, regolazione fine a verniero.
- Sincronizzazione interna per picco positivo o negativo.

COMMUTATORE ELETTRONICO
Mod. S-2

E' lo strumento che deve sempre accompagnare l'oscilloscopio.
Immettendo nel commutatore elettronico due segnali e collegandone l'uscita all'oscilloscopio è possibile esaminare entrambi i segnali, ognuno con la propria traccia. E' possibile regolare l'amplificazione di ognuno segnale entrante ed è pure agevole variare la frequenza di commutazione mediante un comando ad azione approssimata ed un altro ad azione fine.

A piacimento le traccie possono ottenersi sovrapposte o separate.

Lo strumento serve per esaminare la distorsione, lo spostamento di fase, la limitazione di stadi amplificatori, i segnali entranti ed uscenti di amplificatori; fornisce segnali quadri entro una gamma limitata.

Lo strumento è fornito completo di valvole, interruttori, cofanetto, trasformatore di alimentazione, oltre ad un completo e dettagliato manuale costruttivo.

"SIGNAL TRACER" Cercatore di guasti
Mod. T-2

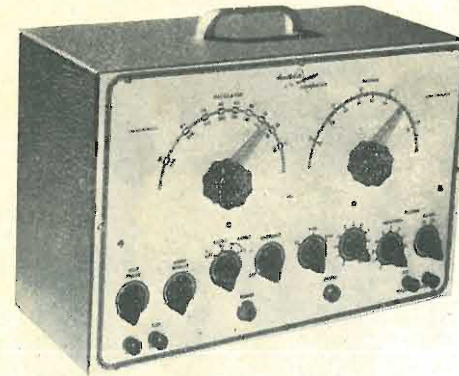
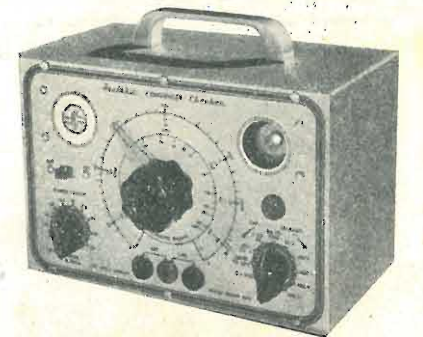
Il ben noto « signal tracer » della Heath è stato corredato di un altoparlante senza aumento di prezzo. Con tale strumento è possibile rintracciare e seguire su di un ricevitore un segnale dall'entrata sull'areo all'altoparlante: è così possibile localizzare interruzioni di circuito e individuare componenti difettosi evitando perdite di tempo prezioso. Risponde bene tanto per ricevitori AM, FM o televisori.

L'altoparlante di cui è dotato lo strumento, è provvisto di una serie di commutazioni per adattarne l'impedenza a stadi singoli o controfase. L'apparecchio permette di collaudare microfoni, riproduttori fonografici, e complessi di amplificazione. E' fornito completo di custodia metallica, trasformatore di alimentazione, valvole, « probe », accessori e istruzioni dettagliate per l'impiego.

The HEATH COMPANY
Benton Harbor 15, Michigan

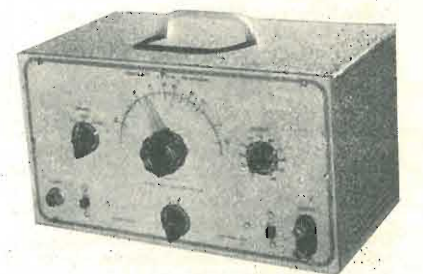
Rappresentante esclusivo per l'Italia:

Soc. r. l. - MILANO - Piazza Cinque Giornate, 1 - Telefoni 79.57.62 - 79.57.63

GENERATORE per l'allineamento dei ricevitori TV
Mod. TS-2

E' questo un eccellente generatore per l'allineamento dei ricevitori televisivi che consente di svolgere il delicato lavoro di messa a punto in modo rapido e professionale.
Il tipo TS-2 usato con un oscilloscopio consente la perfetta messa a punto di un televisore.
Lo strumento fornisce un segnale modulato in frequenza entro le due gamme 10-90 MHz e 150-230 MHz e conseguentemente sono coperti tutti i canali televisivi nonchè le frequenze M.F.
Un « marker » di frequenza del tipo ad assorbimento copre le frequenze da 20 a 75 MHz in due gamme e perciò è possibile controllare rapidamente il valore della M.F. indipendentemente dalla taratura dell'oscillatore.
L'ampiezza di spostamento di frequenza è controllabile dal pannello frontale e consente una deviazione di 0-12 MHz più che sufficiente al fabbisogno.
Altre ottime caratteristiche dell'apparecchio sono: segnale modulato prelevabile dal pannello frontale (e controllabile mediante un comando di fase), un attenuatore di uscita a scatti e uno continuo per regolare l'uscita al valore desiderato, verniero per la regolazione fine dei condensatori dell'oscillatore e del marker.

PROVA CONDENSATORI
Mod. C-2

Serve per misurare qualsiasi tipo di condensatore a carta, a mica, ceramico, elettrolitico. Tutte le scale sono a lettura diretta. La gamma coperta inizia da 0,00001 mF e si estende fino a 1000 mF. L'apparecchio consente la misura delle perdite ed è dotato di una tensione di polarizzazione variabile da 20 volt a 500 volt.
E' possibile misurare il fattore di potenza dei condensatori elettrolitici fra 0 % e 50 % e consente pure la lettura di valori resistivi da 100 ohm a 5 megaohm.
L'occhio magico incorporato nello strumento facilita la lettura.
Lo strumento è alimentato a c.a. 110 e 220 V 60 Hz tramite trasformatore di alimentazione interno e la scatola di montaggio viene fornita completa di valvole, occhio magico, mobiletto, pannello inciso, e quanto altro occorre alla realizzazione del circuito.
E' unito un foglio di istruzioni dettagliate per il costruttore.

GENERATORE di onde quadre
Mod. SQ-1

Il nuovo generatore ad onda quadra per frequenze sino a 100 kHz apre un nuovo campo di misure per BF.
L'analisi ad onda quadra permette immediatamente la misura della risposta di frequenza nei circuiti amplificatori di qualsiasi tipo, compresi i tipi a video-frequenza.
Il circuito consiste in uno stadio multivibratore, uno stadio « modellatore » e uno stadio finale con uscita a « cathode follower ».
L'alimentazione è fatta direttamente dalla rete C.A. essendo il complesso munito di un rettificatore a valvola per onda intera e di due filtri di spianamento LC.
Dato che il circuito multivibratore non permette una accurata taratura di frequenza in questo generatore è previsto un circuito di sincronismo pilotato da un generatore esterno quando nella misura sia richiesta una elevata precisione di frequenza.
L'uscita, a bassa impedenza, fornisce una tensione variabile con continuità da 0 a 25 V.
La gamma di frequenza si estende da 10 Hz a 100 kHz variabili con continuità.
Questo complesso viene corredato da un manuale di istruzioni che facilita la costruzione.

GENERATORE BF onde quadre e sinusoidali
Mod. AG-7

E' stato progettato per raggiungere la massima versatilità in una estesa gamma di applicazioni e consentire un sicuro affidamento. Il tipo AG-7 è in grado di fornire le due forme d'onda più necessarie: segnali sinusoidali e segnali quadri.
Il commutatore di gamma e la scala chiaramente graduata consentono una rapida e facile selezione delle frequenze ed il controllo sull'uscita permette di regolare l'ampiezza al valore desiderato.
Un interruttore apposito permette di predisporre lo strumento con uscita ad alta o bassa impedenza: nel primo caso l'uscita potrà essere accoppiata ad un carico ad alta impedenza, mentre l'uscita a bassa impedenza si adatterà ad un trasformatore dotato di resistenza ohmica trascurabile.
La gamma si estende da 20 a 20.000 Hz e la distorsione è minima per cui è possibile fare affidamento sulla forma d'onda.
Lo strumento è dotato di 4 valvole e utilizza un condensatore a quattro sezioni di alta qualità; il trasformatore di alimentazione, condensatori filtro in custodia metallica, resistenze del circuito generatore di frequenza all'1 % di tolleranza, e quant'altro è necessario al funzionamento, fanno parte della scatola di montaggio.

The HEATH COMPANY
Benton Harbor 15, Michigan

Rappresentante esclusivo per l'Italia:

Soc. r. l. - MILANO - Piazza Cinque Giornate, 1 - Telefoni 79.57.62 - 79.57.63

IL NUOVO

VOLTMETRO a valvola 1952

Mod. V-5

Nuova elegante presentazione.
Costruzione molto compatta. Dimensioni: 10,5 x 12 x 19 cm.
Microamperometro di alta classe, a 200 microA.
Sistemazione della batteria che assicura contatti perfetti.
Resistori di alta qualità per i circuiti moltiplicatori.
Taratura di elevata precisione per le misure c.c. e c.a.
Gamma vastissima di misure: da 0,5 V a 1000 V c.a., da 0,5 V a 1000 V c.c. e da 0,1 ohm a oltre un bilione di ohm per i valori resistivi.
Scala di lettura ampia e chiara con indicazione dei valori in ohm, V c.c., V c.a. e valori in dB. Reca un riferimento zero per l'allineamento di circuiti a F.M.
La presentazione e la finitura sono di aspetto attraente e professionale.

"PROBE" (sonda)

Tipo 336

Si tratta di un apposito puntale per misure fino a 30.000 V c.c. tale da garantire la massima sicurezza personale. E' particolarmente adatto per la televisione e per qualsiasi altra applicazione in cui siano interessate tensioni di quell'ordine.

E' in materiale plastico bicolore e si adatta ad essere innestato nel voltmetro a valvola tipo V-5 in modo da centuplicare la scala 300 V.

Può inoltre essere usato con qualsiasi altro voltmetro a valvola con ingresso di 11 megaohm.

ANALIZZATORE di intermodulazione

Mod. IM-1

Il controllo della intermodulazione nei complessi B.F. va sempre maggiormente diffondendosi fra i tecnici nell'intento di determinare le caratteristiche degli amplificatori, complessi registratori, ecc.

Tale rilevamento, considerato come il migliore per lo scopo suddetto, pone in luce tutti quegli inconvenienti qualitativi della riproduzione le cui cause sarebbero ricercate inutilmente con altri mezzi.

L'analizzatore Heath fornisce due frequenze alte, (3000 Hz ed un'altra frequenza più elevata) ed una frequenza bassa (60 Hz). Si possono ottenere entrambi i rapporti 1:1 o 4:1 fra frequenze basse e frequenze alte per il controllo dell'intermodulazione, e tali rapporti possono essere facilmente predisposti per mezzo di un comando frontale con l'ausilio dello strumento incorporato nell'apparecchio. Un controllo di livello dell'uscita regola il segnale miscelato all'ampiezza desiderata su una impedenza di uscita di 200 ohm. L'entrata dell'analizzatore è dotata di un controllo di ampiezza e di opportuni circuiti filtro prima del voltmetro a valvola, onde poter leggere direttamente sulle scale l'intermodulazione (30%, 10% e 3%).

"PROBE" per RF

Tipo 309

Questa sonda per R.F. è completa di custodia, diodo a cristallo, presa per l'innesto, cavo, ecc. E' allegata una chiara istruzione per l'uso.

Estende le prestazioni del voltmetro a valvola per c.a. fino a 250 MHz ± 10%.

E' adattabile a qualsiasi voltmetro a valvola avente ingresso di 11 megaohm.

The HEATH COMPANY

Benton Harbor 15, Michigan

Rappresentante esclusivo per l'Italia:

LARIR Soc. r. l. - MILANO - Piazza Cinque Giornate, 1 - Telefoni 79.57.62 - 79.57.63

GENERATORE di segnali

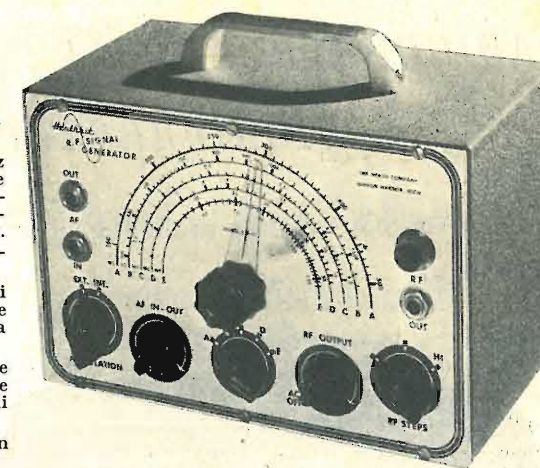
Mod. SG-6

Il nuovo generatore di segnali Heath assomma numerosi perfezionamenti. Copre l'estesa gamma da 160 kHz a 50 MHz in fondamentale e fino a 150 MHz in armonica. Le sue caratteristiche lo rendono adattissimo come oscillatore « marker » per TV. Il livello di uscita può essere comodamente regolato mediante un attenuatore a scatti e un altro regolabile con continuità. Lo strumento utilizza le nuove valvole miniatura molto adatte per le frequenze elevate.

Una valvola 6C4 funziona come oscillatrice a R.F. ed un'altra valvola del medesimo tipo lavora come oscillatrice a B.F. (onda sinusoidale).

Lo strumento è alimentato in c.a. e la rettificazione è ottenuta per mezzo di un raddrizzatore al selenio di grandi dimensioni. Tutte le bobine sono costruite con elevata precisione e preparate in modo che per l'esatta taratura della scala è sufficiente la regolazione su una sola gamma.

Un nuovo tipo di oscillatore B.F. fornisce la modulazione interna del segnale a R.F. ed il segnale a B.F. è pure prelevabile dall'esterno. Un commutatore consente di effettuare la modulazione esterna per il controllo di fedeltà di ricevitori.

Il manuale di istruzioni allegato consente la costruzione dello strumento con la massima facilità.

ALIMENTATORE per laboratorio

Mod. PS-1

Prestazioni:

A vuoto . . . . Vu cc variabile da: 150 a 400 V.
Con carico di 25 mA . . . . Vu cc variabile da: 30 a 310 V.
Con carico di 50 mA . . . . Vu cc variabile da: 25 a 250 V.

Per carico maggiore le cadute di tensione sono proporzionali.

Uno strumento frontale permette la lettura della tensione (0÷500 V) e della corrente (0÷200 mA) mediante adeguata commutazione. Viene pure fornita la tensione a 6,3 V c.a.

La regolazione di tensione avviene mediante un partitore elettronico a regolazione continua; tramite 2 valvole del tipo 1619. La valvola rettificatrice è del tipo 5Y3.

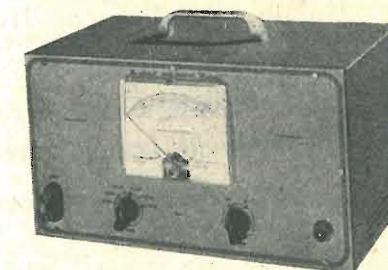
Per questa realizzazione vengono fornite tutte le parti necessarie.

FREQUENZIMETRO mod. AF-1

Un nuovo prodotto della Heath: lo strumento ideale per determinare frequenze comprese fra 20 Hz e 100 kHz. E' sufficiente predisporre il commutatore di gamma, immettere il segnale nella presa apposita perchè si possa agevolmente effettuare la lettura della frequenza sullo strumento.

Il microamperometro è provvisto di due scale chiaramente leggibili (0-100; 0-300). Il valore letto sulla scala moltiplicato per l'indicazione relativa alla posizione del commutatore fornisce direttamente il valore della frequenza. I campi di misura sono: 100, 300, 1000, 3000, 10.000, 30.000 e 100.000 Hz.

L'impedenza di entrata è dell'ordine di 1 Megaohm. All'entrata dello strumento è possibile applicare qualunque tensione compresa fra 2 e 300 volt ed ogni variazione entro detti limiti non infirma le letture. Inoltre la forma d'onda non è critica in quanto l'indicazione vale tanto per onda quadra che sinusoidale.

Le valvole sono una 6SJ7 amplificatrice-limitatrice, una 6V6 amplificatrice-limitatrice, una 6H6 raddrizzatrice degli impulsi per lo strumento, una 6X5 raddrizzatrice, una stabilizzatrice OD3/VR150.

RETTIFICATORE di basse tensioni

mod. BE-3

- Può essere usato per la ricarica di accumulatori.
- La tensione di uscita è variabile con continuità da 0 a 8 V.
- Incorpora un rettificatore « Mallory 17 » del tipo a disco.
- E' protetto automaticamente dal sovraccarico tramite un relè, che ripristina la chiusura quando l'erogazione ritorni entro i limiti ammessi.
- Ideale per la ricarica di accumulatori negli impianti radio usati in marina e in aviazione.
- Offre la lettura continua della tensione (0÷10 V) della corrente erogata (0÷15 A) mediante due strumenti distinti.

Il carico massimo ammesso in continuità è di 10 A e di 15 A per periodi intermedi. La regolazione continua della tensione non è fatta secondo i comuni metodi che incorporano commutatori e che comportano quindi gli evidenti inconvenienti nell'uso, ma bensì tramite un trasformatore variabile.

The HEATH COMPANY

Benton Harbor 15, Michigan

Rappresentante esclusivo per l'Italia:

Soc. r. l. - MILANO - Piazza Cinque Giornate, 1 - Telefoni 79.57.62 - 79.57.63

RADIOCOSTRUTTORI!

RADIORIPARATORI!

Un complesso per scatole di montaggio molto conveniente

Lire 4.500

formato da:

1° - Mobile in radica con frontale bicolore in plastica, dimensioni 30 x 56 x 21.

2° - Telaio in ferro con foratura per valvole rimlock, accuratamente verniciato.

3° - Scala gigante con variazione micrometrica.

4° - N. 4 manopole nella tinta affine al mobile.

Scatola di montaggio completa di valvole e mobile **L. 16.000**

A richiesta inviamo listino

con le migliori quotazioni

STOCK RADIO

FORNITURE ALL'INGROSSO E AL MINUTO PER RADIOCOSTRUTTORI

Via P. Castaldi, 18 - MILANO - Telefono n. 279.831

Depositi a:

TORINO
GENOVA
BOLOGNA
FIRENZE
ROMA
NAPOLI
BARI
CAGLIARI

PILE CARBONIO

Soc. per Az.

Batterie per alimentazione apparecchi radio a corrente continua, per telefoni, per orologi, per apparecchi di misura e per ogni altro uso.

Ufficio vendite di Milano

Via Rasori 20

Telef. 40.614

S. R. L.

LABORATORI COSTRUZIONE STRUMENTI ELETTRONICI

Voltmetro Elettronico Mod. 149

Caratteristiche

Campo di misura c.c. e c.a. da 0,1 V. a 100 V.

Campo di frequenza da 20 Hz a 200 MHz

Impedenza d'ingresso c.a. 4,5 pF parallelo 10 Mohm

Resistenza d'ingresso c.c. 10 Mohm oppure ∞

Valvole impiegate: EA50 - 6SL7 - 1456 6X5 - 6SJ7 - 7475 - 6J5.

Alimentazione c.a. tensioni di rete da 110 a 220 V.

Dimensioni 380 X 280 X 250 m/m

Corso XXII Marzo 6 - **MILANO** - Telefono 58.56.62

LA CESA s.r.l.

Conduttori Elettrici Speciali Affini

avverte la sua Spett. Clientela di essersi trasferita nel nuovo stabilimento di via

Conte Verde 5 - telef. 60.63.80

dove produce:

Cordine Litz - Fili rame smalto seta - Cordine Litz tipo A molle - Cordine in rame rosso isolate in rajon o cotone per tutte le applicazioni - Cordine flessibilissime per equipaggi mobili per altoparlanti - Fili e cordine per collegamenti e cablaggio con vernici antinfiammabili - Filo Push-Bach

L'AMMINISTRATORE UNICO

Rag. Francesco Fanelli

ECCOVI IL

"PRATICAL"

Analizzatore portatile **5000** ohm x V, c. c. - **1000** ohm x V, c. a. - 2 scale ohmetriche indipendenti **500** ohm e **3** M Ω inizio scala - **10** portate in c. c. e **6** in c. a. - ampio quadrante, robusto, preciso. Dimensioni: mm. 160 x 100 x 65 - Peso kg. 0,700.

Prima di acquistarlo provatelo;
Voi lo giudicherete il migliore!

Listini, prospetti tecnici ecc. chiedeteli a:

MEGA RADIO

Via G. Collegno 22 - Telefono 77.33.46 - TORINO
Via Solari 15 - Telefono 3.08.32 - MILANO

S.A.R.T. s. r. l.

Via Cesare Lombroso, 8 - **TORINO** - Telefono 68.06.98

RICEVITORI A MODULAZIONE DI FREQUENZA

TELEVISORI

Scatole di montaggio - Parti staccate - Consulenza

Le potenze più elevate alle frequenze più alte

grazie ai nuovi triodi per onde ultra corte **Brown Boveri**

	TIPO	Catodo tungsteno toriato		S	μ	CAPACITÀ			ANODO		GRIGLIA	DISSIPAZIONE		FREQUENZA
		V_f	I_f			G-A	G-C	C-A	V_A	I_A	VG max	Anodo	Griglia	
		V	A	mA/V		pF	pF	pF	kV	A	V	W	W	MHz
1	**T 130-1**	5	6,5	4,5	25	4	4,7	0,1	2,5	0,3	- 350	135	20	100
2	**T 350-1**	5	15	9	30	5,6	7,5	0,15	4	0,45	- 500	350	30	100
3	**BTL 1-1**	7,5	20	12	25	9	12	0,2	4	1	- 500	1000	40	110
4	**BTL 2-1**	12	30	28	30	14	19	0,5	5	1,5	- 1000	2500	80	110

TECNOMASIO ITALIANO BROWN BOVERI

Per chiarimenti tecnici è a vostra disposizione l'Ufficio Alta Frequenza
Piazzale Lodi 3 - MILANO - Tel. 57.97

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

2

FEBBRAIO 1952

SUPPLEMENTO MENSILE DE L'ANTENNA

XXIV ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietaria . . . . **EDITRICE IL ROSTRO S. a R. L.**
Direttore amministrativo . . . . **Alfonso Giovene**

Comitato Direttivo:
prof. dott. Edoardo Amaldi - dott. ing. Alessandro Banfi - dott. ing. Cesare Borsarelli - dott. ing. Antonio Cannas - dott. Fausto de Gaetano - ing. Marino della Rocca - dott. ing. Leandro Dobner - dott. ing. Giuseppe Gaiani - dott. ing. Gaetano Mannino Patanè - dott. ing. G. Monti Guarnieri - dott. ing. Antonio Nicolich - dott. ing. Sandro Novellone - dott. ing. Donato Pellegrino - dott. ing. Celio Pontello - dott. ing. Giovanni Rochat - dott. ing. Almerigo Saitz - dott. ing. Franco Simonini.
Direttore responsabile . . . . . . **dott. ing. Leonardo Bramanti**

Direzione, Redazione, Amministrazione e Uffici Pubblicitari:
VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 70-29-08 - C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » e il supplemento « **televisione** » si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 250**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2500 più 50** (2 % imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000 più 100.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Nella sezione *l'antenna*

Nella sezione *televisione*

Una delle tante antenne per televisione installate a Milano in attesa dei nuovi trasmettitori TV. Realizzata dalla Ditta

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

CONSIDERAZIONI SULLA SCELTA DELLE UNITA' DI MISURA

di OTTON CZECZOTT

E' noto che le formule teoriche, siano esse semplici o complicate, si prestano al calcolo immediato, cioè senza ricorso ai fattori di conversione, solo adoperando un conveniente sistema di unità. Possiamo svolgere i nostri calcoli esprimendo tutte le grandezze nel sistema scientifico delle unità elettrostatiche (UES), o in quello delle unità elettromagnetiche (UEM), od infine nel sistema, basato su quest'ultimo, delle unità pratiche, cioè: ohm (Ω), siemens (S), volt (V), ampere (A), watt (W), herz (Hz), secondo (sec), farad (F), henry (H), coulomb (C), weber (Wb), noto sotto il nome del sistema assoluto delle unità Giorgi. Rimandando ai manuali di fisica coloro che s'interessano alle relazioni fra questi sistemi, intendiamo soffermarci su un certo problema legato all'uso del sistema delle unità Giorgi. Precisamente queste unità non si sono sempre dimostrate pratiche, dando a volte, secondo le applicazioni, dei numeri troppo lunghi, per causa o della loro grandezza o, in contrario, per la loro piccolezza. Per evitare l'inconveniente si è dovuto passare alle unità multiple e sottomultiple. Questa necessità s'impose in primo luogo per il farad (F) che è una unità di capacità talmente grande, che perfino il nostro globo ne contiene appena una frazione. Così venne introdotto nell'uso corrente il sottomultiplo microfarad (μF), ed in seguito il micromicrofarad (μμF) ossia il picofarad (pF). D'altro lato, con la sempre crescente estensione del campo delle frequenze, si è dovuto passare dal multiplo chiloherz (kHz), oppure dal chilociclo per secondo (kc/s), al megaherz (MHz), oppure al megaciclo per sec (Mc/s) ed anche questa unità appare troppo piccola nella tecnica delle iperfrequenze.

Si è stabilito di formare il simbolo d'una unità sottomultipla, precedendo il simbolo primitivo coll'abbreviazione m, trattandosi della millesima sua parte, oppure col μ, per la milionesima parte, ecc. Per esempio:

il milliampere: mA = 0,001A = 10^{-3} A m = 10^{-3}
il microsecondo: μsec = 0,000001 sec = 10^{-6} sec μ = 10^{-6}
il picofarad: pF = μμF = 10^{-12} F p = 10^{-12}

Analogamente si formano i simboli delle unità multiple:

il chiloohm: kΩ = 1000 Ω = 10^3 Ω k = 10^3
il megaherz: MHz = 1000000 Hz = 10^6 Hz M = 10^6
ecc.

Con tutte queste unità sottomultiple e multiple accennate, come pure con quelle omesse per brevità, la possibilità d'impiego immediato delle formule teoriche per i calcoli, viene compromessa, se non si bada alla scelta conveniente delle unità. Altrimenti si deve ricorrere all'uso dei fattori particolari che in certi casi possono assumere lo sgradevole aspetto di una radice quadrata, per esempio $\sqrt{1000}$, la quale in seguito moltiplicata per 2π, o per il suo valore reciproco, dà come prodotto un nuovo coefficiente, piuttosto difficile a rammentare a chi non intende dedicarsi sempre allo stesso genere di calcoli.

Il problema dunque che ci proponiamo consiste nell'indicare quei sistemi, composti di unità multiple e sottomultiple Giorgi, che consentono l'impiego immediato delle formule teoriche, cioè senza ricorrere ai fattori menzionati, e di scegliere fra loro quelli più convenienti in pratica.

Esempi di tali sistemi sono riportati nella tabella che segue.

	1	2	3	4	5	6	7	
Frequenza Capacità Induttanza	Hz F H	kHz mF mH	MHz μF μH	kHz μF H	MHz mμF mH	kMHz pF μH	MHz pF H	
Resistenza	Ω			kΩ			MΩ	
Tensione Corrente Potenza	V A W	mV mA μW		kV A kW	V mA mW	mV μA mμW	kW mA W	V μA μW
	a	b		c	d	c	f	g

Esprimendo in un qualsiasi calcolo, tutte le grandezze in unità riportate, per esempio, nella colonna 5d, possiamo con i relativi numeri eseguire direttamente tutte le operazioni, senza ricorrere a nessun coefficiente, in modo del tutto simile, come questo si fa adoperando le unità Giorgi fondamentali, riportate nella colonna 1a della tabella presente.

* * *

Esempio 1.

Sia:

$$f = 0{,}470 \text{ MHz e } C = 0{,}200 \text{ m}\mu\text{F},$$

allora:

$$\omega = 2\pi f = 2{,}95 \text{ MHz e } L = \frac{1}{\omega^2 C} = \frac{1}{2{,}95^2 \cdot 0{,}200} = 0{,}574 \text{ mH}$$

Sia inoltre la resistenza dinamica R_d = 250 kΩ, allora la resistenza del circuito:

$$R = \frac{L}{CR_d} = \frac{0{,}574}{0{,}200 \cdot 250} = 0{,}0115 \text{ k}\Omega$$

siamo dunque lontani dalla resistenza limite, che per questo circuito sarebbe:

$$R_{lim} = 2\sqrt{\frac{L}{C}} = 2\sqrt{\frac{0{,}574}{0{,}200}} = 3{,}390 \text{ k}\Omega.$$

Il fattore di merito:

$$Q = \frac{\omega L}{R} = \frac{2{,}95 \cdot 0{,}574}{0{,}0115} = 147 \text{ (numero puro)}$$

Il fattore di merito, essendo un numero puro, rimane identico in ogni sistema di unità.

* * *

Esempio 2.

Sia la massima potenza dissipata da un resistore: P = 125 mW e la sua resistenza: r = 5 kΩ.

La corrente massima ammissibile sarà:

$$i = \sqrt{\frac{P}{r}} = \sqrt{\frac{125}{5}} = 5 \text{ mA}$$

e la relativa caduta di tensione $\Delta v = ir = \sqrt{rP} = 25$ V.

Ecc.

Il numero dei sistemi, riportati nella tabella, è 17. Precisamente: 1a, 1b, 2a, 2b, 3a, 3b, 4c e così via fino all'ultimo: 7g. Nella tabella non figurano i sottomultipli del siemens (S) e del secondo (sec), essendo essi reciproci ai multipli dell'ohm (Ω), rispettivamente del herz (Hz): al kΩ corrisponde il mS, al MΩ il μS, al kHz il msec, al MHz il μsec. Non sono neanche riportati per brevità i sottomultipli del coulomb (C) e del weber (Wb).

* * *

Esempio 3.

Un condensatore di 0,200 mμF, trovandosi sotto 27,2 V, viene scaricato attraverso una resistenza di 500 kΩ.

La costante di tempo risulta: $RC = 500 \cdot 0{,}200 = 100$ μsec, dunque dopo questo intervallo di tempo la tensione scenderà a 10,0 V = **27,2/*e***.

Ammettendo che il condensatore viene ricaricato istantaneamente e scaricato come prima, con la frequenza $f = 0{,}470$ MHz, la durata di ogni periodo è:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{0{,}470} = 2{,}13 \ \mu\text{sec}$$

La corrente iniziale: $I_0 = \dfrac{V_0}{R} = \dfrac{27{,}2}{500} = 0{,}0544$ mA

e dopo l'intervallo $T = 2{,}13$ μsec, la corrente sarà circa e non meno di:

$$I = I_0 \left(1 - \frac{T}{RC}\right) = 0{,}0544 \left(1 - \frac{2{,}13}{100}\right) = 0{,}0532 \ \text{mA}$$

* * *

A chi desidera provare come si stabiliscono sistemi di unità sottomultiple e multiple, diamo le seguenti formule nelle quali il simbolo [ ] deve considerarsi come quello generico di qualsiasi prefisso come: μ, m, 1, k, M ecc., e la lettera ivi contenuta, come un'indice. In tal modo, invece di scrivere p_v per il prefisso addetto all'unità di tensione, abbiamo scritto [V]. Si ricorda inoltre che:

$$\text{m} = \frac{1}{\text{k}} \qquad \mu = \frac{1}{\text{M}}$$

e viceversa.

Fatte queste spiegazioni, ecco le formule delle quali ci siamo valsi, compilando la nostra tabella:

[Ω]•[Hz]•[F] = 1
[Ω] = [Hz]•[H] } ne segue: [F]•[H]•[Hz]^2=1

[Ω]•[A] = [V]
[V]•[A] = [W] } ne segue: [Ω]•[W] = [V]^2

Le formule che legano i prefissi delle unità non riportate nella tabella sono:

[Ω]•[S] = 1
[Hz]•[sec] = 1

il prefisso per la quantità d'elettricità: [C] = [F]•[V]
il prefisso per il flusso magnetico: [Wb] = [H]•[A]

ad esempio: mμF e V danno mμC
mH e mA danno μWb.

Come si è detto, la tabella contiene 17 sistemi di unità. Diamo loro uno sguardo per scegliere quelli più convenienti. Si vede come l'unità di resistenza è determinante per tutte le altre.

Chi insiste sui calcoli col Ω, può accettare per le tensioni, correnti e potenze, i classici V, A e W, oppure i mV, mA e μW. Indipendentemente da questa scelta, deve farne un'altra: conservare i Hz, F e H, oppure adottare i MHz, μF e μH; una terza via sarebbe: adottare i kHz e mH, ma allora le capacità devono esprimersi in mF (millifarad), unità non usata, dunque i sistemi 2a e 2b sono da scartare, a meno che si tratti d'un calcolo nel quale le capacità non c'entrano.

Chi invece insiste sui calcoli col MΩ, dovrebbe accettare la coesistenza dei pF e dei H, unità un po' sproporzionate! Basta pensare che una grande induttanza s'esprimerebbe allora in pochi H, mentre la sua relativamente piccola capacità propria, in parecchi pF.

Dunque anche i sistemi 7f e 7g sarebbero da scartare, a meno che nei calcoli non entrassero le induttanze.

N.B.: il calcolo dell'esempio 3 svolto nel sistema 5d, si presta ottimamente ad una rielaborazione nel sistema 7g.

Adottando come unità di resistenza il kΩ, si ottengono sistemi i più equilibrati e universali, cioè altrettanto buoni per circuiti oscillanti che per aperiodici; in particolare quelli 4d, 5d e 6d, perchè dai kΩ e V derivano i mA, unità d'uso comune, ed i mW, anch'essi abbastanza familiari. La scelta delle altre unità dipende da come ci conviene esprimere una di esse, per esempio la frequenza. Scegliendo col kΩ il MHz, cioè il sistema 5, otteniamo per le induttanze il mH, unità abbastanza comoda, ed il mμF per le capacità. Questa unità, conosciuta da tempo, riappare sempre più spesso, ma sotto il simbolo kpF, che è più facile a battere in macchina e corrisponde perfettamente al mμF perchè: kp = $10^3 \cdot 10^{-12}$ = mμ $10^{-3} \cdot 10^{-6} = 10^{-9}$, essendo privo però dell'omogeneità del simbolo mμF, che contiene esclusivamente prefissi delle sottomultiple. Comunque sia, il fatto prova la vitalità di questo sottomultiplo, per il quale esiste anche un prefisso proprio: il « nano », col simbolo n = 10^{-9}.

Diverse capacità espresse in mμF (ossia in nF), sarebbero per esempio:

0,25 μF	50000 pF	0,01 μF	0,002 μF	480 pF	25 pF
250	50	10	2	0,480	0,025

Analogamente, varie induttanze espresse in mH sarebbero:

6,5 H	1250 μH	200 μH	30 μH
6500	1,250	0,200	0,030

E le frequenze in MHz:

10,7 Mc	1800 kHz	468 kc	128 kHz
10,7	1,8	0,468	0,128 ecc.

Non è per caso che fra i numeri qui sopra, come pure fra quelli degli esempi trattati, figurano molti frazionari. Anzi, è una proprietà legata a tutti i sistemi ammettenti l'impiego diretto delle formule teoriche.

Infatti, prendiamo la seguente formula che è una definizione:

$$X_c = \frac{1}{\omega C} \quad \text{ossia} \quad \omega \, C \, X_c = 1$$

Ne deriva:

$$f \, C \, X_c = \frac{1}{2\,\pi} = \text{const.}$$

Ma allora il numero medio, intorno al quale gravitano i valori di f, C e X_c è, indipendentemente dal sistema di unità accettato, ugnale alla:

$$\sqrt[3]{\frac{1}{2\,\pi}} = 0{,}542$$

I valori delle grandezze f, C e X_c saranno quanto più vicine a questo numero, se espresse in unità del sistema che considereremo come il più conveniente.

Moltiplicando e dividendo lo stesso numero per $\sqrt{1000}$, otterremo i limiti per C, X_c e particolarmente per f, nei quali il sistema rimane sempre l'unico più conveniente. Tali limiti sono:

17 . . . . 0,017 (convenienza assoluta)

Moltiplicando e dividendo invece per 1000, otterremo limiti oltre i quali un altro sistema di unità sarà il più conveniente. Tali limiti sono ovviamente:

542 . . . . 0,000542 (convenienza relativa)

Si sottintende che i prefissi possono essere solo: p, mμ, μ, m, 1, k, M e kM.

D'altra parte, siccome l'induttanza, la capacità e la frequenza sono spesso legate fra loro dalla relazione:

$$L\omega = \frac{1}{\omega C} \quad \text{ossia} \quad LC\omega^2 = 1$$

possiamo prendere anch'essa come criterio per la scelta del sistema delle unità. Allora:

$$f^2LC = \frac{1}{4\,\pi^2} = \text{const.}$$

Il numero, intorno al quale gravitano i valori f, L e C è anche questa volta frazionario:

$$\sqrt[4]{\frac{1}{4\,\pi^2}} = 0{,}400$$

Abbiamo così dimostrato che nei sistemi ricercati, fra i numeri esprimenti i valori di f, L oppure C, almeno uno sarà sempre frazionario.

Ripetendo la moltiplicazione e la divisione per $\sqrt{1000}$ e per 1000, si ottengono limiti poco diversi dai precedenti, e che ac-

cetteremo come definitivi:

13 . . . . 0,013 (convenienza assoluta)
400 . . . . 0,0004 (convenienza relativa)

Si sarebbe ottenuto lo stesso anche in precedenza, se si fosse posto arbitrariamente $X_c = 1$ e poi estratta la radice quadrata, invece della cubica di $1 : 2\,\pi$.

Ora siamo in grado di fissare i limiti d'impiego dei vari sistemi, applicando alle frequenze i limiti ottenuti:

sistema 4: fra 0,013 e 13 kHz ossia da 13 a 13.10^3 Hz
sistema 5: fra 0,013 e 13 MHz ossia da 13.10^3 a 13.10^6 Hz
sistema 6: fra 0,013 e 13 kMHz ossia da 13.10^6 Hz in più.

Si vede come il sistema 4 cade nell'ambito delle basse frequenze e possiamo estenderne l'impiego anche alle frequenze ultrasonore oltre i 13 kHz, perchè questo numero non è un limite da osservare rigorosamente.

Per una simile ragione il sistema 5 troverà ottimo impiego in tutte le gamme delle frequenze radio, dalle onde più lunghe, fino alle cortissime.

L'ambito proprio del sistema 6 sono le onde centimetriche e metriche fino a 23 m, però, siccome esso ammette l'impiego dei popolarissimi μH e pF, si può estendere vantaggiosamente i suoi limiti perfino alle onde medie. L'unità di frequenza caratteristica per questo sistema, il kMHz, ha anche un suo prefisso proprio: il « giga », con l'abbreviazione G = 10^9. L'unità di tempo è qui il mμsec (ossia il nsec).

Riassumiamo. Le unità di misura che si raccomandano:
per le frequenze basse e ultrasonore,
per le onde lunghe, medie e corte,
per le onde cortissime, ultra-corte e centimetriche,

sono rispettivamente:

sist. 4d: kΩ, mS, V, mA, mW, kHz, msec, μF, H, μC, mWb,

sist. 5d: kΩ, mS, V, mA, mW, MHz, μsec, mμF, mμC, μWb,

sist. 6d: kΩ, mS, V, mA, mW, kMHz, mμsec, pF, μH, pC, mμWb.

E' importante di notare che la velocità di propagazione delle onde elettromagnetiche può esprimersi in numeri diversi e per calcolare la lunghezza d'onda della formula:

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

bisogna dividere:
300000000 m/sec per il numero di Hz, ottenendo λ in metri
300000 m/msec per il numero di kHz, ottenendo λ in metri
300 m/μsec per il numero di MHz, ottenendo λ in metri
30 cm/mμsec per il numero di kMHz, ottenendo λ in centimetri

Chiudiamo queste note allegando a scopo dimostrativo un nomogramma il quale dovrebbe risolvere le relazioni:

$$(2\pi f)^2 CL = 1 \qquad 2\ fCX = 1 \qquad 2\pi fL = X_L \qquad f\lambda = c$$

per tutte le combinazioni di C e L, possibili in pratica o meno. Su di esso sono segnalati i punti: 1, 2, 3, ecc., ognuno dei quali si trova al centro d'una area quadrata nella quale i sistemi di unità, rispettivamente 1, 2, 3, ecc., sono i più convenienti. Qualsiasi di questi quadrati, sufficientemente ingrandito, potrebbe servire da base per un nomogramma più preciso e adattabile a ogni caso particolare, prendendo cura di applicare agli assi, divisi in scala logaritmica, opportune unità, conforme a uno dei sistemi: 1, 2, 3, ecc. Si osserva come il punto 5 occupa la parte centrale del nomogramma, provando l'universalità del sistema 5. Il punto 8, rappresenta un sistema non elencato nella nostra tabella, perchè i relativi problemi si risolvono abbastanza bene nel sistema 4 o 5; speriamo però che al lettore attento sarà facile indicare l'impiego per il quale il sistema 8 sarebbe il più conveniente e le unità che lo costituirebbero. *

sulle onde della radio

PROGRAMMI IN LINGUA ITALIANA TRASMESSI DALLE RADIO ESTERE

Ore	Stazione	Lunghezze d'onda
7	Varsavia	41,64
7	Mosca	19,7 - 25 - 30,9
7,15	New York	31,20 - 31,38 - 48,86 - 49,02 - 49,67 - 30,93 - 31,09 - 41,27 - 49,34 - 49,50 - 250,8
7,15	M. Ceneri	538,7
7,30	Praga	25,26 - 31,57
7,30	Londra	31,06 - 41,32 - 48,23 - 293
7,45	Londra	idem (solo Lunedì - Giovedì)
8,30	Vaticano	13,80 - 16,82 (Mercoledì - Sabato)
11,30	Vaticano	13,80 - 16,82 (Giovedì)
12,30	Varsavia	41,64 - 31,49
12,30	Mosca	19,7 - 25
12,30	M. Ceneri	538,7
12,45	Praga	25,30 (Domenica)
13,30	Londra	25,30 - 25,42 - 31,02
13,45	Londra	idem (solo Martedì - Venerdì)
14	Varsavia	31,49 - 25,55
14,30	Vaticano	31,10 - 50,26 - 196 - 388
15,20	New York	15,02 (+ RAI)
15,30	Varsavia	41,64 - 25,39
16,25	Mosca	41,1 - 48,5 (+ RAI) (Venerdì)
16,30	Vaticano	31,10 - 50,26 - 196 - 388 (Venerdì)
17	Varsavia	41,64 - 25,55
17	Budapest	30,51 - 41,58 - 48,02
18	B. Aires (Arg.)	16,93
18,05	M. Carlo	30,65 - 49,71 - 204,5 (Mercoledì)
18,15	New York	13,91 - 16,90 - 19,83 - 30,93 - 41,67
18,30	Madrid	32,02
18,30	Mosca	41,1 - 48,5
19,15	Tirana	38,22
19,15	M. Ceneri	538,7
19,30	Mosca	41,1 - 48,7 - 49,8 - 240 - 243,5 - 300,5
19,30	Londra	31,06 - 48,43 - 293
19,45	Sofia	49,42
20,15	Ankara	31,70 - 41,18
20,30	Varsavia	49,06 - 41,64
20,30	Mosca	41,1 - 48,5 - 320,9
20,30	Praga	243,5 - 48,62
20,30	Vaticano	50,27 - 41,21 - 31,10 - 202 - 196
21	Varsavia	49,06
21,15	Tirana	38,22 - 45,52
21,15	Sofia	49,42
21,30	Montreal	25,60 - 30,90
21,30	Mosca	41,1 - 49 - 240 - 243,5 - 320,9
21,30	New York	19,83 - 25,45 - 31,48 - 31,51 - 25,27 - 48,86 - 49,34 - 49,67 - 250,8
22	Praga	243,5
22	Londra	41,49 - 48,78 - 293
22,15	M. Ceneri	538,7
22,15	M. Carlo	30,65 - 59,71 - 204,5 (Venerdì)
22,30	Mosca	41,1 - 50 - 240 - 243,5
22,30	Lubiana	327,1
23	Varsavia	49,06 - 41,64
23	Mosca	41,2 - 50 - 1068 (Lun. - Giov. - Sabato)
23	Wroclaw	278,1 (emittente polacca)
23,20	Praga	31,57 - 31,41 - 243,5 - 278

Tutti i programmi sopra citati comprendono in genere notiziari, informazioni, commenti in lingua italiana e brevi programmi musicali intercalari, sono aggiornati alla data del 20 gennaio 1952.

* * *

Per gli amatori del radio ascolto sulle onde corte segnaliamo le trasmissioni di Radio ANDORRA la Vieja. Le emissioni sono continuative dalle 12,30 alle 15 e dalle ore 19 alle 01. Il programma in genere è bilingue (Francese e Spagnolo). Annuncio: Aquì Ràdio-Andòrra ed Icì Ràdio Andòrre. La ricezione in Italia è buona sulle onde medie 365,4 m (823,8997 kHz) ed ottima sulle onde corte 50,16 (5989,9932 kHz).

* * *

In BULGARIA la stazione ad onde medie di VARNA ora ha cambiato denominazione in STALINA. Le emissioni avvengono su 266,9 m. Gli amatori che vogliono scrivere per consigli, suggerimenti e critiche, anche per ottenere risposte per arricchire la collezione di francobolli, possono indirizzare: Direction de la Radiodiffusion SOFIA (Bulgarie).

* * *

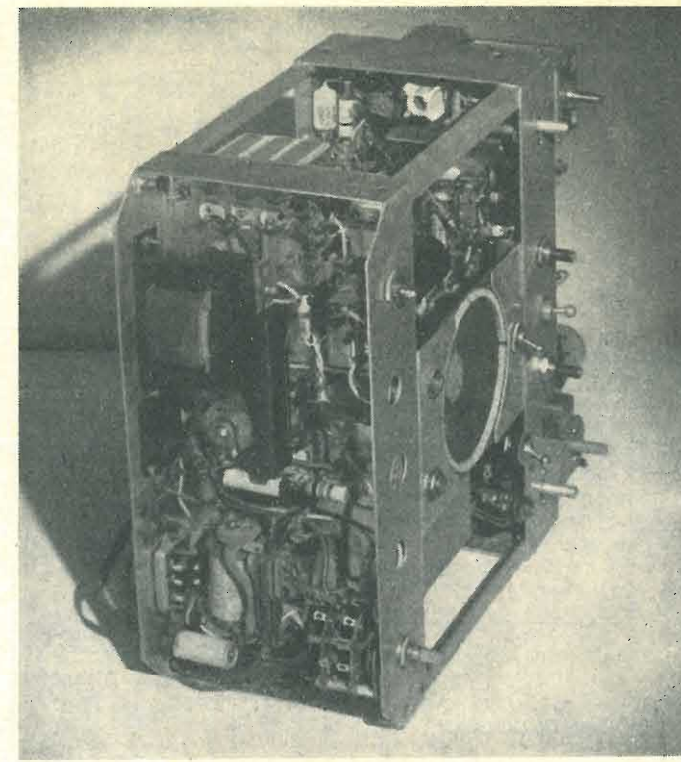
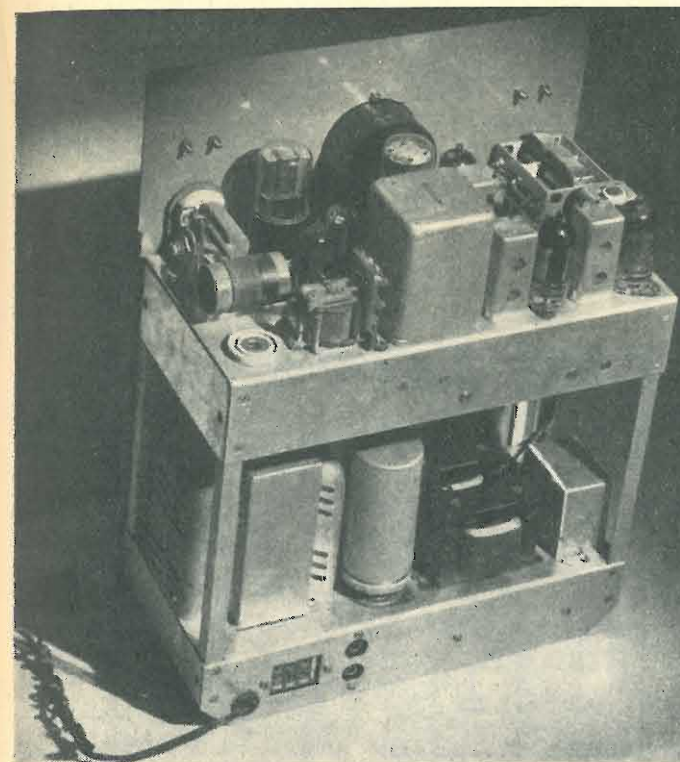
RADIO NEDERLAND (Olanda) invia a chi ne fa richiesta un opuscoletto mensile di squisita fattura a tutti i radioamatori che desiderano ottenerlo. Sono graditi gli scritti contenenti critiche suggerimenti ai programmi trasmessi e controlli per ascolto delle stazioni olandesi che trasmettono ad onde corte su 25,57 - 31,28 - 49,79 un programma in lingua inglese denominato « Happy station ». Tale programma può essere ascoltato giornalmente alle ore 17 con termine alle 18,30. Lo stesso programma viene ripetuto sulle stesse lunghezze d'onda alle 22,30.

* * *

Una stazione che comincia a farsi sentire su 7101 kHz (42,23 m) è Radio AFRICA di TANGERI. Questa stazione che trasmette un programma di pubblicità e musica allegra emette dalle 19 alle 20 in Arabo e dalle ore 13 alle 17 e dalle 19 alle 01 in Spagnolo, Francese ed Inglese.

* * *

Siamo in grado di comunicare un preciso elenco delle stazioni RUSSE che trasmettono ad onda corta. Oltre a MOSCA che emette sulle seguenti onde: metri 65 - 64 - 60 - 52 - 50(4) - 49(11) - 48(7) - 47(4) - 44 - 42(2) - 41(14) - 40(4) - 38(2) - 34(4) - 33 - 32 - 31(14) - 30(13) - 26(2) - 25(31) - 24(9) - 19(30) - 16(8) (i numeri tra parentesi indicano il numero delle onde usufruite dalla gamma) le stazioni trasmittenti attualmente sono: ALMA ATA 6220, 6870, 7480, 9340, 9380 kHz, 10 kW/a; GROSNY 5080 kHz, 10 kW/a; ASHKABAD 5970, 6180, 11678 kHz, 10 kW/a; YAKUTSK 5930 kHz, 10 kW/a; ERIVAN 7150 kHz, 10 kW/a; KHABAROVSK 5840, 6020, 7100, 8820, 9378 kHz, 20 kW/a; FRUNZE 5060, 5480 kHz, 25 kW/a; KHARKOW 7330 kHz, 50 kW/a; KIEV 6020 kHz, 100 kW/a; KOMSOMOLSK 9565 kHz, 25 kW/a; LENINGRAD 5060, 7340, 7650, 9410, 9720, 9750, 11630, 17835 kHz, 50 kW/a: questa stazione emette dalle 03,55 - 12,45, dalle 14,30 - 00,30; MAGADAN 11690 kHz, 10 kW/a; MINSK 7280, 9500, 15040 kHz, 100 kW/a: questa stazione emette dalle 03,55 alle ore 19; NOVOSIBIRSK 9690, 15309 kHz, 10 kW/a; PETROPAVLOSK 6070 kHz, 10 kW/a; STALINABAD 5599, 7198, 7440 kHz, 25 kW/a; SVERDLOSK 13880, 15270 kHz, 25 kW/a; TBILISSI 6050 kHz, 10 kW/a; TASHKEN 6825 kHz, 15 kW/a: questa stazione trasmette dalle ore 01,25 alle 11, e dalle 12 alle 22,05; VLADIVOSTOCK 5010, 6080, 9480 kHz, 20 kW/a.

L'U.R.S.S. attualmente usufruisce di 52 trasmittenti ad onde medie di notevole potenza in un successivo elenco ne forniremo ai lettori sia la frequenza di trasmissione che la potenza di ciascuna stazione.

RICETRASMETTITORE MOBILE

PER SERVIZIO DI EMERGENZA

di CURZIO BELLINI (*)

L'utilità per i nostri OM di possedere una stazioncina trasmittente-ricevente, ad alimentazione mista, si è rivelata inaspettatamente in occasione della alluvione del Polesine.

Diversi OM della zona, infatti, hanno dovuto, per necessità di cose, trasformare rapidamente le loro stazioni ed adattarle al funzionamento in c.c., oppure ricorrere a residuati del « Surplus » americano che avessero qualche banda radiantistica nel campo delle frequenze da loro coperte.

La Mark 19 per esempio diede delle buone prestazioni, limitate però dal sistema di modulazione che ne limitava molto la portata.

La stazioncina che descriviamo corrisponde pienamente ai desiderata di un servizio mobile, come è quello di emergenza, usufruendo di una discreta potenza output in trasmissione, di una buona sensibilità in ricezione, di un basso consumo, e soprattutto un minimo ingombro, fattore questo di notevole importanza trattandosi di mezzo mobile.

Il sistema di accordo di aereo permette di usare aerei di qualsiasi tipo, da quelli filari alle semplici antenne a stilo del tipo per automezzi.

L'alimentazione a c.c. è stata prevista per batteria a 12 volt mentre quella in c.a. è predisposta per tutte le tensioni di rete.

RICEVITORE

Gamma coperta da 8 a 2,8 MHz, super a 5 valvole con 2 stadi di M.F. Variabile di accordo: Ducati 2×210 (EC 3451.12);

In parallelo ad una parte della bobina dell'oscillatore c'è un cond. variabile da 50 pF che serve per l'accordo preciso (bandspread).

(*) Del Laboratorio Iris Radio.

Dal catodo della prima valvola di M.F. è prelevata la corrente per l'indicatore di sintonia (Smeter) (strumento di 1 mA).

Lo stesso strumento, opportunamente commutato serve per la misura della corrente di placca della valvola finale del trasmettitore.

Per la presa di cuffia è previsto un jack a 3 contatti che esclude l'altoparlante durante la ricezione in cuffia.

Bobine: supporto ceramica quadrato con alette dentellate 17×17 (tipo 6062 K Iris-Radio).

Aereo: L_1 = 10 sp. 3/10 d.c. seta
L_2 = 23 sp. 3/10 d.c. seta
L_1 a 2,5 mm da L_2

Oscill.: L_3 = 6,5 sp. 3/10 d.c. seta
L_4 = 18 sp. 3/10 d.c. seta con presa alla 5ª sp. dal lato massa.

Medie Frequenze: Marelli (20×20), due 1° stadio e un 2° stadio).

TRASMETTITORE

12J5 oscillatrice a cristallo - 6AQ5 finale a 300 volt anodici e 38-40 mA di placca. Accordo finale a π con due variabili da 150 pF.

Bobine: L_5 = diametro 35 mm 42 sp. 6/10 cotone con presa al centro.

Modulatore: a tre stadi, microfono piezoelettrico.

Trasformatore di modulazione: 15 W rapp. 1 : 1 = 5000/5000 ohm.

ALIMENTAZIONE

Trasformatore con primario universale e primario per vibratore a 12 volt. L'interruttore doppio *Sa - Sb* interrompe sia la rete che la batteria. Il commutatore S_1 - S_6 a 6 vie 3 posizioni serve per il passaggio dall'alimentazione a c.a. a quella a c.c. con posizione centrale di « tutto spento ».

Durante il funzionamento a batterie il trasformatore di alimentazione (Geloso N. 5046) eroga solamente la corrente A.T., poichè attraverso due vie del commutatore S_1 - S_6 sia i filamenti che i due relay sono alimentati direttamente dalla batteria.

Il pulsante ricezione-trasmissione che fa agire contemporaneamente i due relay, si trova sul microfono per rendere più rapido il passaggio dalla trasmissione all'ascolto.

Volendo si può aggiungere un terzo relay, sempre comandato dallo stesso pulsante, per evitare la manovra manuale di commutazione del Smeter - Indicatore corrente P.A.

La gamma coperta va da 8 a 2,8 MHz nel ricevitore ininterrottamente, l'affinamento della sintonia è operato dal variabile allargatore di banda da 50 pF.

Nel trasmettitore, per la banda 40 mt un apposito interruttore mette in corto circuito una parte della bobina di placca dello stadio finale.

Il cristallo del circuito pilota per gli 80 a 40 mt deve essere da 3,5 a 4 MHz oppure solo per i 40 mt da 7 a 7,3 MHz.

*

IL TRASMETTITORE DI DAVENTRY
IRRADIANTE IL TERZO PROGRAMMA DELLA B. B. C.

a cura di ETTORE MARCHESE

Or non è molto si è inaugurato a Daventry un nuovo trasmettitore di grande potenza, per irradiare sulla lunghezza di onda di 464 metri (647 kHz) il terzo programma.

Originariamente questo programma era trasmesso da Droitwich, poi quando il piano di Copenagen sulla distribozione delle frequenze era in studio, fu trasferito a Daventry su un trasmettitore provvisorio di 60 kW. Poco dopo ebbe inizio l'installazione del trasmettitore permanente che ora finito ha preso servizio.

Con una potenza di 150 kW il nuovo trasmettitore non solo ha il doppio di potenza del precedente, ma è stato pure provvisto di un'antenna più efficiente, particolarmente progettata per coprire un'area più grande possibile libera da evanescenza.

Si prevede che l'area servita sarà compresa in un raggio di 200 km. anzi verso nord ed est questa distanza è ancora superata e si calcola che il numero degli ascoltatori in grado di ricevere il terzo programma sia così aumentato a circa il 70 per cento della popolazione.

Di tutte le stazioni trasmittenti della B.B.C., Daventry è una delle più vecchie. Infatti circa 26 anni fa (nel 1925) fu installato il primo trasmettitore per onde lunghe ad alta potenza, denominato « Daventry 5XX » seguito due anni dopo da un trasmettitore sempre di grande potenza ad onde medie, il 5GB.

Nel 1932 la stazione era ribattezzata « Daventry Empire Station » seguirono una serie di trasmettitori ad onde corte per il servizio con l'Impero.

Nel 1937 il numero dei trasmettitori ad onde corte era salito a sei, nel 1940 erano già undici, facendo Daventry a quel tempo la più importante stazione della B.B.C. per onde corte. Mentre il servizio sulle onde medie e lunghe era stato trasferito a nuovi e più potenti trasmettitori a Droitwich.

Il nuovo trasmettitore del terzo programma che è stato progettato e costruito dalla **Marconi's Wireless Telegraph Co. Ltd.** — è installato nel locale che occupava il trasmettitore 5XX.

Esso consiste di due identici trasmettitori che possono lavorare in parallelo, ciascuno, completamente indipendente dall'altro, può irradiare sulla portante non modulata una potenza di 100 kW.

La potenza complessiva risulta così di 200 kW. ma per uniformarsi alle restrizioni concordate nel congresso di Copenagen la potenza è limitata a soli 150 kW.

Le due unità sono disposte in esercizio con un adattatore fra di loro in modo da adattarne le uscite.

Tutte le valvole, incluse quelle dello stadio finale sono raffreddate in aria, nuova caratteristica per i trasmettitori della B.B.C., questo oltre a facilitare la manutenzione rende il complesso adatto ad essere comandato a distanza.

Un'altra particolarità del trasmettitore è che tutti i filamenti delle valvole sono alimentati in corrente alternata, così non vi sono macchine rotanti, salvo i ventilatori per il raffreddamento.

Una terza caratteristica, quella di maggiore interesse è che il trasmettitore è progettato in modo da poter essere comandata a distanza, da un'altro edificio di Daventry, oppure per esempio dal centro di radiodiffusione di Londra, per mezzo di segnali inviati su un solo canale telefonico.

La B.B.C. aveva già avuto in servizio dei trasmettitori a bassa potenza controllati a distanza, ma questo è il primo tentativo che è stato fatto per applicare il comando a distanza sui trasmettitori di grande potenza.

Il trasmettitore comprende tre stadi amplificatori a radio frequenza. Il primo stadio consiste in due tetrodi in controfase pilotati da un quarzo campione situato in un complesso, progettato dalla B.B.C., separato dal trasmettitore. Segue uno stadio di due triodi BR124 in controfase con una valvola muta come carico di bilanciamento.

Infine lo stadio finale, modulato di placca, è formato da quattro triodi BR126 disposti in parallelo ed in contro-fase con capacità fisse di neutralizzazione.

Particolarità di questo stadio è che lo accoppiamento d'uscita può essere variato con lo spostamento e la rotazione di una bobina piatta, agendo a distanza dal tavolo di controllo del trasmettitore.

Le uscite dell'amplificatore finale di ciascuna delle due unità di 100 kW convergono in un adattatore che è situato al centro del trasmettitore fra le due unità.

Per mezzo di automatismi, presenti nell'adattatore, comandati dal fronte del trasmettitore oppure dal tavolo di controllo, e due unità possono essere connesse al cavo d'alimentazione dell'antenna separatamente o in parallelo alternativamente, inoltre ciascuna unità può essere connessa ad un carico di misura raffreddato ad acqua.

La catena dei modulatori comprende quattro stadi con circuiti in controfase.

Nel primo stadio sono usati dei pentodi, seguono accopiati a resistenza e capacità due tetrodi e mentre il terzo stadio è formato da quattro triodi ACM3 connessi come « cathode follower », in modo da ottenere un'impedenza d'uscita sufficientemente bassa da fornire la corrente richiesta dal modulatore senza distorsione.

Ciascun ACM3 pilota uno dei quattro BR126 che costituiscono lo stadio finale del modulatore, il circuito d'uscita del quale si vale del solito schema.

Vi sono nei modulatore, due ordini di reazioni negative. Circa 18 dB di controreazione, derivati dal primario del trasformatore di modulazione sono applicati all'entrata del primo stadio, mentre lo stadio preamplificatore che precede il primo stadio modulatore è controreazionato da un segnale di bassa frequenza prelevato all'uscita del trasmettitore.

L'alta tensione continua di alimentazione a 12kV per il modulatore e l'amplificatore modulato è ottenuta mediante sei tubi rettificatori a vapori di mercurio a singolo anodo, montati in un circuito trifase ad onda intera.

Oltre ad essere più compatto, questo sistema ha il vantaggio rispetto i rettificatori a più anodi, che può essere usato un ordinario trasformatore ad alta tensione.

Per gli altri alimentatori si fa uso dei soliti circuiti. Per il raffreddamento di ogni unità di 100 kW sono necessari circa 3.200 m³ d'aria al minuto.

L'aria entra attraverso aperture praticate sul tetto, scorre sulle valvole ed è aspirata attraverso un'altra serie di feritoie situate sul piano sottostante.

Durante la stagione invernale, una parte dell'aria riscaldata può essere immessa nel locale del trasmettitore per riscaldare l'ambiente.

Il tavolo di controllo consiste in tre pannelli messi ad angolo obliquo l'uno rispetto all'altro, corredati di tutti i controlli e strumenti necessari all'esercizio del trasmettitore.

Due dei pannelli si riferiscono alle due unità da 100 kW e sul terzo vi sono i

Daventry è uno dei maggiori centri di radiodiffusione del mondo. Nella foto è mostrata una delle sale trasmittenti contenente quattro trasmettitori Marconi per onde corte da 100 kW.

La linea di trasmissione è costituita da un sistema di 12 fili costituente una linea aperta e sbilanciata. Nella illustrazione è visibile la particolare disposizione per ottenere una deviazione di direzione della linea.

controlli dei segnali a distanza e dell'adattamento delle conessioni in parallelo dei due circuiti.

Si sta sperimentando ora un comando a distanza atto a mettere in azione ciascun trasmettitore e collegare la sua uscita al cavo d'antenna o sul carico artificiale di misura.

Alternativamente ciascuna unità può essere alimentata e connessa in parallelo purchè sia stata predisposta a Daventry.

Una volta che il trasmettitore è in funzione può essere controllato con una semplice linea telefonica.

Inoltre dei segnali sono mandati indietro sulla linea fino al punto lontano di controllo per segnalare lo stato del trasmettitore.

Infatti un congegno ad orologeria posto sull'apparecchiatura del controllo a distanza manda ad intervalli regolari un tono che arrivato a Daventry viene riflesso.

A circa 2.300 metri dall'edificio del trasmettitore ad un'altezza di 140 metri sul livello del mare è stato eretto, come antenna, un pilone radiante.

Con un'altezza di 218 metri questo è il più alto pilone eretto dalla B.B.C. per trasmettitore su onde medie. Esso è stato progettato ed installato dal **« British Insulated Callender's Construction Co. Ltd. »** in collaborazione con la B.B.C. Il pilone è in traliccio d'acciaio ed ha sezione triangolare con lati di 2,7 metri, esso è controventato in tre punti solamente, all'altezza di 63, 126, 192 metri dalla base, tre paia di controventature sono fissate a questi livelli e ciascuna ventatura per una lunghezza di 20÷30 metri è sostenuta da isolatori.

La base del palo poggia su un isolatore a forma di due tronchi di cono uniti per le basi, capace di resistere, senza scaricare anche se bagnato, ad una tensione picco di 100 kV. Fra le due metà dell'isolatore vi è un giunto a sfera che permette al palo spostamenti dalla verticale di alcuni gradi.

Il peso del solo pilone è di circa 60 tonnellate, ma con le ventature coperte di ghiaccio e sotto l'azione del vento il massimo carico sulla base è di 250 t. Per evitare un'eccessivo peso i sostegni principali sono stati costruiti in acciaio a grande resistenza.

All'altezza di 138 metri il palo è diviso in due sezioni da un isolatore simile a quello della base, così la sezione più bassa arriva sino a 138 metri poi viene l'isolatore e sopra di esso la cima s'innalza per altri 80 metri; alla sommità del palo vi è una capacità terminale consistente in un certo numero di raggi sporgenti 10 metri con le estremità collegate da conduttori, essi sono incernierati in modo che possono essere ripiegati giù se la capacità non è richiesta.

E' bene notare che il pilone radiante non viene alimentato alla base, ma attraverso l'isolatore posto a 138 metri dal suolo.

E' stato adottato questo metodo per ridurre l'evanescenza, questo accorgimento infatti rende trascurabile l'effetto dell'alimentazione in corrente, che se collegata alla base distorce il diagramma polare verticale incrementando l'irradiazione per gli angoli più alti all'orizzonte.

Per il trasferimento di potenza dal circuito d'accordo dell'aereo, all'antenna si fa uso di una linea di trasmissione a due fili aperta non bilanciata fissata nell'interno del pilone.

Il conduttore interno di questa linea è formato da quattro fili di alluminio con anima d'acciaio disposti attorno ad un circolo con 4.44 cm di diametro, e tesi da un tirante a vite. Otto conduttori uguali disposti su un cerchio maggiore (60,96 cm) costituiscono il conduttore esterno.

I conduttori interni sono sorretti da dischi isolanti spaziati di 60 cm mentre quelli esterni allo stesso intervallo sono connessi al pilone.

Oltre all'alimentazione principale all'altezza di 138 metri, la base del pilone è connessa ai circuiti del locale adibito alla sintonia dell'areo, in modo che è possibile una certa variazione della distribuzione della corrente alla sezione più bassa.

Le lanterne di avviso per i velivoli sono sistemate alla sommità del pilone ed alle altezze di 45, 87, 132, 174 metri. Salvo quella alla cima le lanterne sono montate in coppia e sono alimentate separatamente attraverso cavi, in modo di avere un circuito di sicurezza che garantisca almeno una lanterna accesa ad ogni livello. Dalla cima ed all'altezza dell'isolatore vi sono linee telefoniche che comunicano col basso. I cavi per le lanterne ed i telefoni sono portati oltre l'isolatore a 138 metri includendoli in una bobina d'induttanza che attraversa l'isolatore.

Alla più bassa sezione del pilone sono sistemate quattro spire, ciascuna munita di cristallo rettificatore, con le uscite collegate agli strumenti d'aereo. Per mezzo di questi può essere determinata la distribuzione di corrente alla sezione più bassa.

Il sistema di terra consiste in uno schermo di sbarre con una superficie di 12 m² circondato all'intorno per un raggio di 225 metri da conduttori disposti come una ragnatela, intervallati ogni 5 gradi ed affondati nel terreno per 21 centimetri.

L'uscita del trasmettitore è connessa alla cabina di sintonia dell'areo alla base del pilone, da una linea bifilare aperta e sbilanciata sostenuta da supporti in acciaio alti 5,4 metri e spaziati di 45 metri.

Il conduttore esterno è formato da otto fili disposti su un diametro di 3,60 cm e l'interno da quattro fili su un diametro di 1,27 cm.

La lunghezza del cavo di alimentazione è di 2400 m, le perdite circa 0,35 dB. La cabina per la sintonia dell'areo, contiene due serie di apparecchiature per accoppiare l'antenna al cavo, una di servizio e l'altra di riserva.

Quando è usata quella di riserva il pilone è alimentato alla base, e la linea di trasmissione alla sezione più alta è terminata da un circuito che riduce la reattanza attraverso l'isolatore, così che il pilone viene ad essere alimentato di corrente come una tipica antenna marconiana.

L'apparecchiatura di servizio e quella di riserva sono connesse al pilone ed alla linea bifilare attraverso interruttori che sono comandati a distanza, dall'edificio del trasmettitore. Così ciascun complesso può essere messo in servizio senza che l'incaricato abbia ad uscire dal locale principale.

La cabina di sintonia è interamente schermata da lamiere di rame. *

IL RONZIO ACCORDATO O MODULATO

CAUSE E RIMEDI

di GAETANO DALPANE

Capita frequentemente al radiotecnico di trovarsi di fronte ad un apparecchio radio che presenta il difetto seguente:

Ricevendo stazioni deboli o lontane la ricezione è normale ed esente da difetti mentre per le stazioni forti e vicine (locali) compare in sintonia assieme alla ricezione della stazione un ronzio fastidiosissimo avente frequenza pari o doppia alla frequenza della rete di alimentazione.

Il difetto, abbastanza noto, non è dovuto a cattivo filtraggio nè ad altre cause dovute all'alimentatore, ma a radio-frequenza che trovasi presente, a un livello molto alto, nella rete di distribuzione di energia elettrica, giacchè quest'ultima, data la sua estensione, capta in misura notevole segnali a radio-frequenza del trasmettitore locale.

Tale radio-frequenza, attraverso il trasformatore, va a finire al rettificatore (a semplice o doppia onda) e attraverso l'anodica e accoppiamenti varii, perviene agli stadi A.F. del ricevitore.

Il fenomeno, semplice invero, può essere dimostrato dallo schizzo di fig. 1.

Proveniente dalla rete, l'A.F. attraverso la capacità esistente fra gli avvolgimenti del trasformatore di alimentazione giunge al rettificatore. Se non esistesse il rettificatore (organo non lineare per eccellenza) nessun danno ne deriverebbe e la radiofrequenza del trasmettitore locale andrebbe a finire allo stadio A.F. dando luogo ad una ricezione più intensa.

Ma la rettificatrice permette il passaggio, come è noto, solo nelle semi-onde positive come in fig. 2.

Se esiste un forte livello a radio-frequenza proveniente dalla rete e quindi al secondario A.T., nel filamento del rettificatore avremo, oltre alla corrente rettificata una tensione a radio-frequenza interrotta e quindi modulata a una frequenza pari alle semi-onde positive rettificate. La figura 3 e la fig. 4 rappresentano rispettivamente un rettificatore biplacca (ronzio doppio della frequenza rete) e un rettificatore monoplacca (ronzio pari alla frequenza della rete).

Ne consegue che il segnale a R.F. giunge agli stadi di A.F. del radio-ricevitore solo nei semiperiodi positivi che operano ad un'interruzione e quindi alla modulazione della R.F. dando luogo appunto al ronzio accordato o modulato.

Spiegata brevemente la causa, i rimedi sono evidenti e svariati.

Normalmente i costruttori di apparecchi radio provvedono semplicemente ad inserire uno o due condensatori fra rete (o primario trasformatore) e massa dell'apparecchio come in fig. 5 per fugare a massa la radio-frequenza.

E' ovvio che il rimedio è semplice, ma non sempre sufficiente, tanto è vero, che può essere comparso ronzio modulato dopo l'aumentata potenza di qualche trasmettitore locale.

Fig. 1. - Nello schema è mostrato come attraverso i vari accoppiamenti capacitivi, un segnale a radio-frequenza presente nella rete di alimentazione può giungere allo stadio di A.F.

Fig. 2 Fig. 3 Fig. 4

Se dunque, col sistema illustrato, e quasi sempre adattato, ma non si ottengono risultati soddisfacenti, bisogna ingegnarsi a sbarrare la via alla radio-frequenza, affinchè modulata dal rettificatore, non possa giungere allo stadio R.F. del ricevitore.

Passiamo ora in rassegna ai vari metodi più o meno semplici che il radio-tecnico potrà applicare a un apparecchio radio che presenti tale difetto, difetto molto sentito qualora il radio-ricevitore abbia una buona risposta alle frequenze basse (sotto i 120 Hz).

Negli apparecchi ad alta fedeltà, con amplificatori B.F. a larga banda, dotati di altoparlanti adatti (labirinti acustici alle basse frequenze, sistemi bifonici in generale) è assolutamente necessario sopprimere qualsiasi causa di ronzio, che risulta quanto mai dannoso, sia esso dovuto alla causa in oggetto, sia esso dovuto all'alimentazione.

Il rimedio efficacissimo che per primo viene alla mente è quello di interporre un buon schermo elettrostatico fra primario e secondario del trasformatore di alimentazione, e talune fabbriche, specie nei tempi scorsi, lo adottarono.

Tale schermo va naturalmente collegato a massa. Sfortunatamente ne è costosa la applicazione su un apparecchio già costruito, e quindi poche volte applicabile. In tal caso se già esiste un condensatore al primario, si può adottare lo schema di fig. 6.

Due condensatori da 5.000 ÷ 10.000 pF collegati fra ogni polo A.T. e la massa hanno lo scopo di corto-circuitare la R.F. presente al secondario.

L'isolamento dei condensatori deve essere abbondante poichè lavorano in alternata a una tensione piuttosto elevata.

In fig. 7 è rappresentato un vero filtro ad A.F. Le impedenze ad A.F. dovrebbero essere schermate o sistemate lontane ed orientate in modo che non possano in alcun modo accoppiarsi agli avvolgimenti A.F. di entrata.

Infine in fig. 8 è rappresentato un filtro asimmetrico disposto all'uscita del rettificatore, che risulta più semplice.

Nei rettificatori monoplacca, molto usati in apparecchi con autotrasformatore il rimedio è il medesimo e il filtro sarà, naturalmente, sempre asimmetrico.

Giacchè in serie al circuito anodico del rettificatore esiste quasi sempre una resistenza limitatrice, questa può essere sfruttata come arresto di A.F. come rappresenta la fig. 9.

Fig. 5. - Primo sistema per fugare la radiofrequenza presente nella rete di alimentazione

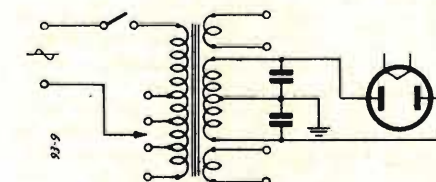



Fig. 6. - La radio frequenza può essere cortocircuitata anche sul secondario del trasformatore.

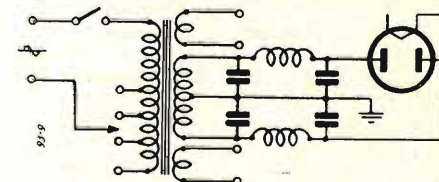



Fig. 7. - In questo schema si ricorre a un vero e proprio filtro passa-basso, atto a fugare le radio-frequenze.

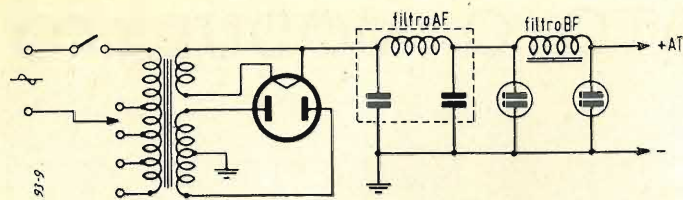



Fig. 8. - Filtro asimmetrico posto all'uscita del rettificatore.

Fig. 9. - Lo stesso rimedio può essere utilizzato in rettificatori monoplacca.

La R di solito si aggira sui 100÷200 Ω quindi non sarà molto efficace per l'arresto di A.F. anche con condensatori da 5000 ÷ 10.000 pF. Potrà allora essere aggiunta, in serie alla resistenza una impedenza di A.F. come in fig. 8, sistemata a monte o a valle del rettificatore.

Se tentati i rimedi illustrati non si riuscisse ad eliminare completamente il ronzio, allora la cosa si fa più seria.

Esistono infatti reti a corrente alternata (specie con neutro a terra), che irradiano radio-frequenza già modulata da organi non lineari esistenti altrove, anche parecchio lontano dal punto dove funziona il radio-ricevitore.

Tale radio-frequenza viene captata anche direttamente dall'antenna del radio-ricevitore, specie se questa è interna.

Fortunatamente tale caso è raro, e si dovrà applicare ugualmente uno dei filtri descritti, e disporre l'antenna molto lontano dalla rete di alimentazione, per evitare che questa raccolga R.F. irradiata dalla rete già modulata altrove (meglio se l'antenna è esterna).

Vogliamo infine accennare a un caso che può trarre in inganno il radio-tecnico che si accinge a un simile lavoro. Si tratta di modulazione di frequenza e di ampiezza dell'oscillatore locale eterodina.

Se l'oscillatore eterodina dell'apparecchio radio è alimentato (anodica oscillatore) direttamente dal filamento della rettificatrice (in questo caso la corrente non viene filtrata dalla bobina di eccitazione dell'altoparlante) ma di solito da una resistenza a valle della quale è disposto un condensatore elettrolitico, l'interruzione di quest'ultimo dà luogo (per effetto della forte componente alternata) ad una *variazione di ampiezza e di frequenza* dell'oscillatore, che si trasforma poi in variazione di ampiezza a M.F. e quindi a ronzio che si fa sentire principalmente nelle ricezioni potenti.

In tal caso sarà sufficiente sostituire il condensatore elettrolitico. *

a colloquio coi lettori

D *Come posso eliminare i disturbi provocati da contatti interruttori?*

R L'eliminazione dei disturbi provocati da contatti interruttori è uno dei problemi più complessi che si presentano all'istallatore. I procedimenti per la soluzione pratica sono diversi:

1) Quello tipico, detto « spegni-scintilla » è illustrato nella fig. 1. Il dispositivo da usare varia, in tal caso, a seconda della tensione d'esercizio e la capacità può essere del tipo a tubetto o a blocco, a seconda della tensione a cui lavorano i contatti e della resistenza occorrente per lo spegnimento della scintilla per avere risultati soddisfacenti.

In linea generale, vale quanto segue:

Tensione	Valore di *C*	Valore di *R*
Fino a 160 V c.a. o 220 V c.c.	0,5 μF	15 Ω
Fino a 220 V c.a. o 300 V c.c.	0,5 μF - 1 μF	15 Ω
Fino a 380 V c.a. o 500 V c.c.	1 μF	50 Ω

2) In alcuni casi si può applicare solamente un condensatore da 0,5÷1 μF, ma solo per tensioni che non sorpassano i 220 V c.a. o 300 V c.c.

Tale soluzione provoca però un consumo più rapido dei contatti stessi.

3) Il sistema « Larsen » è illustrato in fig. 2.

Il valore del condensatore impiegato può essere di 0,5÷1 μF; le due impedenze in aria, di circa 100 μH, devono avere la sezione del filo calcolato in modo da sopportare la corrente a contatto chiuso.

4) Il sistema combinato dalla fusione dello « spegni-scintilla » e « Larsen » (vedi

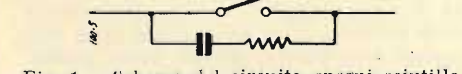



Fig. 1. - Schema del circuito spegni scintilla.

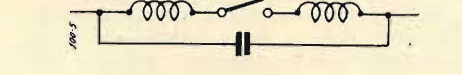



Fig. 2. - Schema del circuito « Larsen ».

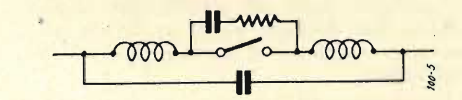



Fig. 3. - Schema del circuito misto.

fig. 3) è quello che risulta più efficace. I valori dei vari componenti sono quelli esaminati per gli accorgimenti più sopra illustrati.

Quando i contatti hanno dimensioni più grandi, può rendersi necessario il collegamento di uno dei capi della linea a massa per mezzo di un condensatore.

Se gli apparecchi non sono messi a massa, occorre un condensatore di sicurezza al contatto. Applicando tali dispositivi, bisogna tener conto anche del fatto che i condensatori lasciano sempre passare una certa parte di corrente alternata. Per esempio: 1 condensatore da 1 μF + 30 Ω (dispositivo spegni scintilla) con tensione 220 V c.a., lascia passare una corrente di circa 70 mA; corrente che può far funzionare un relè; ne consegue che tale sistema di eliminazione disturbi non può essere usato dove siano inseriti dei relè.

Nei punti d'interruzione, si verificano spesso delle sovratensioni anche molto elevate, specialmente allorchè si trovino installate nelle immediate vicinanze di questi, induttanze di valori elevati.

E' necessario in tali casi tenerne conto, inserendo delle resistenze opportunamente scelte ed applicate in serie al dispositivo, per ridurre entro limiti ammissibili la sovratensione.

* * *

D *Vorrei documentarmi il più ampiamente possibile sulla manipolazione elettronica. Vi sarei grato se mi forniste una convincente bibliografia al riguardo.*

R Molti articoli sono apparsi su molteplici riviste che trattano dell'argomento che Le interessa. Qui sotto troverà un elenco di articoli tratti tutti dalla rivista « *ARRL* » « *QST* » poichè è nostra convinzione che quella sia la più autorevole fonte di articoli riguardanti la manipolazione elettronica destinata a radioamatori:

BEECHER: *Electronic Keying*, aprile 1940.
GRAMMER: *Inexpensive electronic Key*, marzo 1940.
SAVAGE: *Improved Switching Arrangement for simplified electronic Key*, marzo 1942.
GARDNER: *New electronic key circuits*, marzo 1944.
WILEY: *Simplifying the electronic key*, luglio 1944.
WILEY: *Electronic Bug movement*, febbraio 1945.
SNYDER: *Versatile electronic key*, marzo 1945.
BEECHER: *Better electronic Keyer*, agosto 1945.
DE HART: *De luxe electronic key*, settembre 1946; correzioni pag. 27, gennaio 1947.
GOTISAR: *The dash Master*, agosto 1948.
BARTLETT: *Further advances in electronic keyer design*, ottobre 1948; correzioni pag. 10, gennaio 1949.
E' sufficiente?

* * *

D *Posseggo un quarzo da 100 kHz e vorrei usarlo quale generatore di segnali per punti di 100 kHz e 1000 kHz. Quale schema usare?*

R In fig. 4 diamo lo schema di un generatore che fa al suo caso. Con esso si ottengono facilmente armoniche udibili sino a 20-30 MHz collegandosi direttamente all'oscillatore di 100 kHz. Per ottenere una maggiore intensità delle armoniche superiori si è messa come amplificatrice con circuito accordato su 1000 kHz una 6C5.

Oltre ai dati delle resistenze e capacità citati nello schema, aggiungiamo che la bobina accordata su 100 kHz è avvolta su di un supporto in ceramica a 8 gole di diametro di 30 mm con 1000 spire di filo da 0,30 due seta con presa intermedia per la griglia ad un terzo dell'avvolgimento. La bobina accordata a 1000 kHz è avvolta su di un nucleo di « sirufer » del diametro di 10 mm con 90 spire di filo Litz 12×0.07.

Dalla richiesta crediamo di capire che Lei non si trovi alle prime armi e perciò non ci dilunghiamo nei dettagli costruttivi. Le raccomandiamo tuttavia di montare l'oscillatore in una scatola metallica in maniera tale da ridurre al minimo l'irradiazione diretta.

Fig. 4. - Schema dell'oscillatore a 100 kHz.

*R*1 = 5 K, 1 W; *R*2 = 50 K, 0,5 W; *R*3 = 50 K, 0,5 W; *R*4 = 0,5 M, 0,5 W; *R*5 = 0,2 K, 1 W; *R*6 = = 5 M, 0,5 W; *V*1 - *V*2 = 6C5; *C*1 = 10.000 pF, 1000 vp, carta; *C*2 = 500 pF, 1000 vp, mica; *C*3 = 50 pF, variabile, aria, 1000 vp; *C*4 = 25 pF, 500 vp, mica; *C*5 = 500 pF, 1000 vp, mica; *C*6 = = 10.000 pF, 500 vp, mica; *C*7 = 50 pF, variabile, 1000 vp, aria o ceramica; *C*8 = 10.000 pF, 1000 vp, mica; *C*9 = 100 pF, 1000 vp, mica.

* * *

D *Ho notato nelle riviste di lingua inglese che i diametri dei fili di rame vengono indicati con un numero. Desidererei conoscere la relazione tra quei numeri ed i diametri in mm.*

R Bisogna innanzi tutto fare attenzione se si tratta di calibro B&S (Americano e SWG (Inglese). Trascriviamo qui appresso quanto la interessa.

Calibro Americano B&S	Calibro Inglese SWG	Diametro in mm
0000	000000	11,7
000		10,4
00		9,3
0		8.3
	1	7,3
1	2	6,5
2	3	5,8
3	4	5,2
5	7	4,6
6	8	4,1
7	9	3,7
8	10	3,25
9	11	2,9
10	12	2,6
11	13	2,3
12	14	2,0
13	15	1,85
14	16	1,63
15	17	1,45
16	18	1,3
17		1,15
18	19	1,02
19	20	0,9
20	21	0,8
21	22	0,72
22	23	0,65
23	24	0,57
24	25	0,5
25	26	0,45
26	27	0,4
27	28	0,36
28	30	0,32
29	31	0,29
30	33	0,25
31	34	0,226
32	36	0,2
33	37	0,18
34	38	0,16
35	39	0,14
36	40	0,127
37		0,113
38		0,101
39		0,09
40		0.08

D *Che differenza esiste tra un potenziometro a variazione lineare ed uno a variazione logaritmica?*

R In un potenziometro a variazione lineare la variazione della resistenza è proporzionale allo spostamento del cursore; in quello a variazione logaritmica la resistenza varia in proporzione logaritmica rispetto allo spostamento del cursore. Dividendo in 10, 20, 30 ecc la corsa del cursore, la resistenza sarà rispettivamente 1, 10, 100 ecc. o viceversa a secondo del senso di rotazione. Si hanno anche dei potenziometri a variazione bilogaritmica aventi cioè una debole variazione all'inizio e alla fine della corsa.

* * *

D *Abito nelle vicinanze di un possessore di un apparecchio televisivo. Sebbene io abbia messo a punto l'antenna del mio trasmettitore dilettantistico vengo accusato di interferire la ricezione TV. Desidero mettermi a posto al più presto possibile e chiedo quali accorgimenti usare.*

R Le interferenze causate dalle emissioni dei radianti hanno purtroppo un reale fondamento e la faccenda è ormai all'ordine del giorno anche da noi. Pur non dubitando della sua abilità nel « mettere a punto » la sua antenna vorremmo insistere affinchè Ella voglia impiegare un circuito oscillante separato per l'accordo dell'antenna accoppiandolo mediante un link finale.

Un filtro passa-basso — di cui le diamo in fig. 5, lo schema ed i valori — sul link fra finale e sintonizzatore d'antenna sarà molto efficace per l'eliminazione delle armoniche.

Raccomandiamo che tale filtro sia convenientemente schermato in scatola metallica e che le entrata e uscita siano fatte mediante un bocchettone esso pure schermato. La distanza fra tali due bocchettoni sia di 11,5 cm ed i centri dei tre variabili siano messi su di una linae al di sotto di 6 cm. (vedi fig. 5).

I dati vengono stabiliti per avere la massima efficienza sul canale 6 (l'unico occupato ora dalla RAI di Torino).

Fig. 5. - Filtro passa-basso adatto per il 6° canale TV.

*J*1 - *J*2 = bocchettoni schermati per cavo coassiale
*C*1 - *C*2 = 50 pF, variabili
*C*3 = 100 pF, variabile

Valori tipici dei componenti per il 6° canale TV:

Per cavo coassiale 50 ohm:
*C*1 - *C*2 = 38 pF
*C*3 = 99 pF
*L*1 - *L*2 = 5 spire di filo rame stagnato diametro 2 mm, diametro interno 13 mm, lunghezza 22 mm
*L*3 - *L*4 = 4 spire di filo di rame stagnato diametro 2 mm, diametro interno 13 mm, lunghezza 17,5 mm
*L*5 = 1 spira di filo di rame stagnato diametro 2 mm, diametro interno 9,5 mm, lunghezza tra gli estremi dei terminali 13 mm

Per cavo coassiale 75 ohm:
*C*1 - *C*2 = 25 pF
*C*3 = 66 pF
*L*1 - *L*2 = 7 spire di filo di rame stagnato diametro 2 mm, diametro interno 13 mm, lunghezza 20,5 mm
*L*3 - *L*4 = 6 spire di filo di rame stagnato diametro 2 mm, diametro interno 13 mm, lunghezza 19 mm
*L*5 = 2 spire di filo di rame stagnato diametro 2 mm, diametro interno 9,5 mm, lunghezza fra i due terminali 19 mm

sulle onde della radio

Il Servizio Radiofonico Argentina (Radio S.I.R.A.) da Buenos Aires ogni sera dalle ore 18 alle 19 su 16,93 emette un programma in lingua Italiana che è notevole per contenuto artistico. Inoltre tutte le sere vengono trasmessi saluti dai nostri emigranti. Per chi desidera ascoltarla comunichiamo che la trasmissione in lingua Italiana segue una francese e la stazione trasmittente annuncia: Servicio Internacional Radiofonico Argentino de Avenida Belgrano 1841 in Buenos Aires Radio S.I.R.A.

* * *

La rivista « *Tele-Tech* » che si pubblica a New York, ha fatto una curiosa valutazione della potenza dei trasmettitori nell'emisfero occidentale. La popolazione di questa metà del mondo è soltanto del 14 % della popolazione mondiale, ma si adopera per la Radio il 75 % della potenza totale dei trasmettitori mondiali, di questa, affermano gli americani, il 65 % è usata negli Stati Uniti che posseggono inoltre il 50 % dei ricevitori radio e il 98 % dei televisori! Queste cifre sembrano un po' discutibili, ma comunque, quelle esatte sono senza dubbio impressionanti ugualmente.

* * *

Le statistiche americane indicano che il 95 % circa delle abitazioni sono fornite di apparecchio radio; nel 1940 esse rappresentavano l'82 %. I televisori sono presenti in 12.262.000 abitazioni. Per contro in Inghilterra esistono 869.200 televisori.

* * *

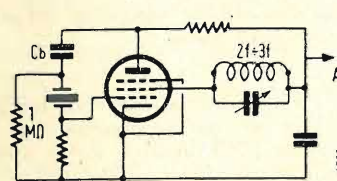
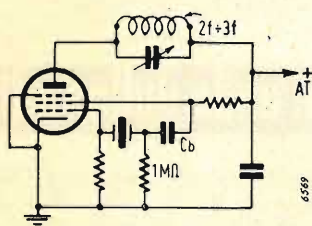
La Fondazione Ford ha stanziato una somma, pari a 750 milioni di lire, per un vasto programma di carattere culturale educativo da divulgare attraverso le organizzazioni radiofoniche e televisive esistenti negli Stati Uniti.

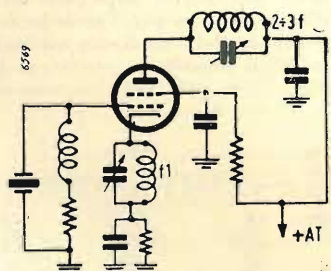
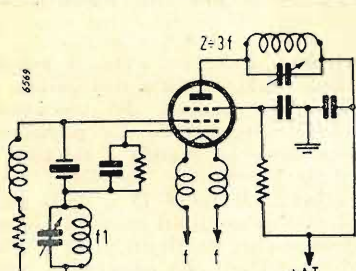
L'iniziativa si propone di cedere gratuitamente o dietro rimborso delle sole spese vive, interi programmi radiofonici e televisivi; questi ultimi verranno preparati sotto forma di film da un apposito ente di produzione. L'attuazione del piano ha avuto luogo nello scorso novembre con una serie di trasmissioni diffuse dal Columbia Broadcasting System.

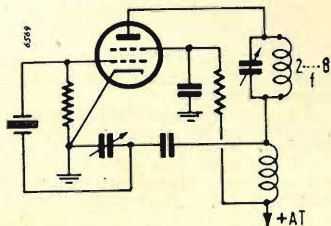
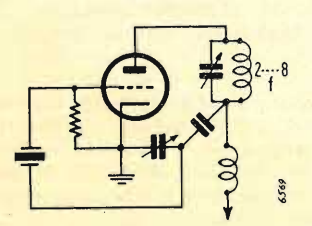
CIRCUITI ELETTRICI PER OSCILLATORI A CRISTALLI DI QUARZO

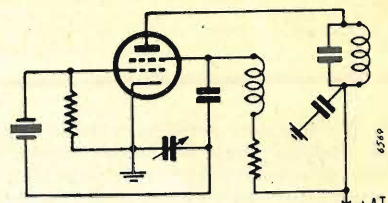
di Raoul Biancheri

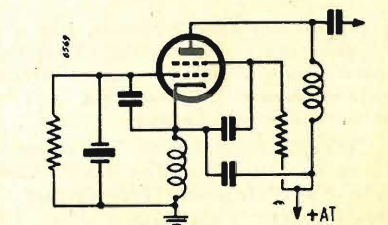
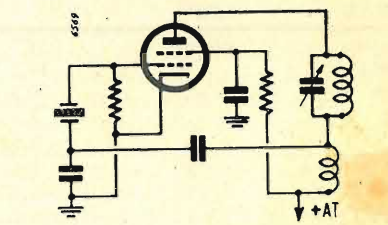
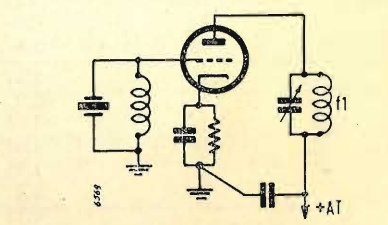
1. - MONTAGGI PIERCE E DERIVATI

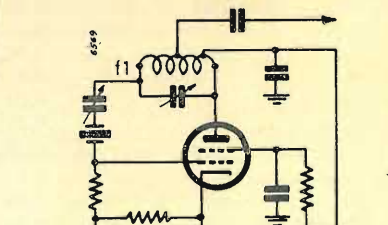
Questi circuiti non richiedono circuiti accordati, sono quindi adatti per un vasto campo di frequenze. Tali montaggi saranno adottati quando non venga desiderato un segnale d'uscita molto ampio in maniera tale da non dover sollecitare troppo il cristallo e nel contempo contenere in frontiere ragionevoli la dissipazione di energia nel tubo che va scelto fra tipi ad elevata pendenza.

Anche per questi circuiti derivati dal montaggio Pierce vale quanto detto prima con l'aggiunta che circuiti come questi saranno realizzati quando occorrano segnali sempre di limitata ampiezza a frequenza doppia o tripla di quella del quarzo.

2. - MONTAGGI TRI-TET

Montaggi di questo genere sono realizzabili quando all'uscita si desidera un segnale sufficentemente ampio a frequenza doppia o tripla della fondamentale, oppure quando con un solo tubo si voglia avere uno stadio oscillatore ed uno stadio separatore.

3. - MONTAGGI A RIGENERAZIONE

I montaggi del tipo a rigenerazione sono indicati quando si desideri un discreto segnale d'uscita a frequenza multipla di quella del quarzo. Molta attenzione dovrà essere rivolta sulla scelta del partitore reattivo che fornisce il segnale di rigenerazione, a questo scopo si prevede un condensatore variabile per la regolazione della tensione di rigenerazione e l'entità percentuale di quest'ultima dipenderà dal numero dell'armonica su cui è sintonizzato il circuito anodico e dalla pendenza del tubo usato.

4. - RIGENERAZIONE SULLA G.

Questa realizzazione è seguita quando si richiedono i requisiti discussi per i montaggi a rigenerazione di cui questo non è che una derivazione.

5. - MONTAGGIO WESTERN

6. - MONTAGGIO JONES

7. - MONTAGGIO BLILEY

Indicato dalla Bliley Electric Co. per cristalli oscillanti alla frequenza di 30 MHz con triodo 955 RCA.

8. - MONTAGGIO SCOTTI & BRIOSCHI

Indicato dalla Scotti & Brioschi per generatori di potenza oscillante in fondamentale.

rassegna della stampa

FREQUENZIOMETRO A LETTURA DIRETTA PER MEDIE FREQUENZE

R. P. TURNER

(RADIO & TELEVISION NEWS)

Il frequenzimetro a lettura diretta descritto in questo articolo interessa quei tecnici che desiderano uno strumento semplice e utile e che vogliono evitare circuiti complicati e costosi.

In questo strumento sono previste 6 gamme di frequenze: 0 - 100, 0 - 500, 0 - 5000, 0 - 10000 e 0 - 50000 c/s.

Il milli amperometro usato per le letture è un milliamperometro a corrente continua da 1 mA fondo scala.

L'uso di questo semplice istrumento dà la possibilità di leggere direttamente sulla scala 1 mA le frequenze delle gamme 100 - 1000 - 10000 c/s aggiungendo mentalmente il numero di cifre.

Similmente per le gamme 500 - 5000 e 5000 c/s moltiplicando la lettura fatta per 5 e aggiungendo mentalmente il numero di cifre.

La risposta dello strumento è lineare cosicchè esso può venire tarato in un punto solo per ogni scala. Le letture delle frequenze non sono influenzate dalle variazioni della tensione d'ingresso fra 1 e 300 V efficaci.

Perciò il segnale d'ingresso può avere un qualsiasi valore fra 1 e 300 V senza che varii la lettura della frequenza di esso. La risposta dello strumento è anche sufficientemente indipendente dalla forma d'onda del segnale applicato. L'impedenza d'ingresso è elevata (C = 0,1 μF con una R di 0,25 MΩ) così che il frequenzimetro presenta un carico trascurabile per il circuito sotto misura. La stabilità è anche buona come è risultato dalle diverse prove fatte in diverse condizioni di misura.

Il circuito (vedi fig. 1) consiste di una valvola 6SJ7 amplificatrice seguita da una 6V6 a triodo anch'essa amplificatrice.

Le due valvole sono « superpilotate » e cioè il segnale d'ingresso è di molto superiore al negativo delle valvole, in questo modo si mandano in saturazione le valvole stesse con il risultato che il segnale d'ingresso esce con forma rettangolare di valore costante.

L'uscita della 6V6 viene applicata a mezzo di un condensatore di accoppiamento ad una 6H6 doppio diodo rivelatore al quale è collegato il milliamperometro indicatore.

Il segnale d'uscita è quindi un treno di impulsi di ampiezza costante e la indicazione del milliamperometro sarà proporzionale alla frequenza del segnale applicato in ingresso.

Una resistenza variabile di valore appropriato sul circuito del milliamperometro permetterà allo strumento di raggiungere il fondo scala per un determinato valore di frequenza.

Il circuito completo del frequenzimetro è dato dalla fig. 1. Come si vede essa differisce da un amplificatore normale per il fatto che il catodo della 6V6 è a massa e nei circuiti di griglia delle valvole amplificatrici vi sono le resistenze limitatrici R_2 - R_3. La regolatrice di tensione 0D3/VR150 serve a regolare la tensione della valvola 6V6 e a dare la polarizzazione base alla 6H6.

Il commutatore di gamma S_2 commuta i condensatori di accoppiamento (da C_6 a C_{11}) e nello stesso tempo commuta i reostati di taratura (da R_{12} a R_{17}) che sono in parallelo col milliamperometro. Esso deve essere quindi a 2 vie 6 posizioni. Come si vede dallo schema la sezione alimentatrice è del tipo normale e non necessita di chiarimenti.

La taratura del frequenzimetro viene eseguita nel seguente modo:

Porre il commutatore di scala nella posizione 1 (0 - 100 c/s) senza mettere nessun segnale d'ingresso, fare scaldare le valvole per almeno 2 minuti per portarle alla temperatura di regime. Accertarsi che il milliamperometro non dia nessuna indicazione, in caso contrario rivedere il circuito perchè si tratta o di ronzio o di inneschi.

La taratura più precisa si ottiene quindi collegando in ingresso un segnale superiore a 1 V e della frequenza più alta corrispondente alla scala che si tara e cioè 100 c/s per la scala 100, 500 c/s per la scala 500 ecc., e regolando i rispettivi reostati per ogni scala, finchè il milliamperometro va a fondo scala e cioè a 1 mA.

Fig. 2. - Non vi sono particolari precauzioni da prendere per il montaggio elettrico salvo quella di tenere i collegamenti della 6SJ7 più corti possibile.

Elenco del materiale impiegato nello schema di fig. 1:

R_1 - R_8 = 0,25 MΩ, 1 W; R_2 - R_5 - R_7 = 100 kΩ, 1 W; R_3 = 2000 Ω, 1 W; R_4 = 1 MΩ, 1 W; R_6 = 1800 Ω, 1 W; R_9 = 3300 Ω, 10 W (avvolta in filo da 3500 con cursore per regolarla a 3300 Ω); R_{10} = 3000 Ω, 25 W; R_{11} = 200 Ω, 2 W; R_{12} a R_{17} = Reostato da 400 Ω (tipo miniatura); C_1 - C_4 = 0,1 μF, 1000 V; C_2 = 0,1 μF, 500 V; C_3 = 10.000 pF, 500 V; C_5 = 0,1 μF, 500 V; C_6 = 0,2 μF, 500 V; C_7 = 0,04 μF, 500 V; C_8 = 20.000 pF, 500 V; C_9 = 4000 pF, a mica; C_{10} = 2000 pF, a mica; C_{11} = 400 pF, a mica; C_{12} - C_{13} - C_{14} = 8 μF, 500 V, elettrolitico; Z_1 - Z_2 = Impedenza 10 H, 65 mA; M_1 = Milliamperometro 1 mA fondo scala a quadrante ampio; S_1 = Interruttore di rete; S_2 = Cambio tensione; S_2 = Commutatore 2 vie, 6 posiz.; L = Lampadina spia, 6 V, 0,2 A; T_1 = Trasformatore di alimentazione 300 - 0 - 300 V, 55 mA, 6,3 V, 3 A; V_1 = 6SJ7; V_2 = 6V6; V_3 = 6H6; V_4 = 6X5; V_5 = 0D3 oppure VR150.

Ad evitare errori si operi come segue: con commutatore S_2 in posizione 1 e frequenza d'ingresso di 100 c/s di valore superiore a 1 V, ruotare il cursore di R_{12} fino a che il milliamperometro *MI* indica 1 mA; con S_1 in posizione 2 e frequenza d'ingresso a 500 c/s regolare il cursore di R_{13} fino a leggere 1 mA (fondo scala) sul milliamperometro; con tensione di ingresso a 1000 c/s, commutatore d'ingresso S_2 in posizione 3, regolare il cursore di R_{14} fino ad avere 1 mA sul milliamperometro. E così di seguito per tutte le 6 scale di lettura.

E' evidente che per ottenere una taratura precisa bisogna disporre di un oscillatore di bassa frequenza che fornisca l'ingresso a frequenza precisa.

La taratura del frequenzimetro può anche essere fatta, sebbene con minore precisione a delle frequenze minori di quelle del fondo scala per ogni gamma. Per esempio non disponendo della frequenza 100 c/s la 1 gamma 0 - 100 c/s può essere tarata alla frequenza di rete 42 o 50 c/s ruotando il cursore di R_{12} fino ad avere 0,42 mA per la f 42 c/s e 0,5 mA per la f 50 c/s.

Non disponendo della frequenza 500 c/s per la taratura della 2ª scala 0 - 500 c/s e avendo a disposizione la frequenza 400 c/s di modulazione del proprio oscillatore modulato (a condizione naturalmente che sia effettivamente 400 c/s) si regolerà il cursore di R_{13} fino a leggere 0,9 mA sul milliamperometro. Così di seguito per ogni altra scala di lettura.

Il frequenzimetro sopra descritto può essere montato in una scatola metallica delle dimensioni di circa 130×230×120. I potenziometri che vanno regolati solamente per la taratura non hanno manopola, sono montati nell'interno sullo stesso telaietto delle valvole. Lo strumento usato è a quadrante grande per facilitare la lettura ed è montato sul fronte dello strumento (vedi fig. 2) sopra la manopola per il cambio della scala di lettura.

(*L.F.*)

Riproduzione delle frequenze basse senza schermo acustico di grandi dimensioni

di K. A. EXLEY

a cura di L. F.

L'A. esamina il problema della riproduzione acustica delle frequenze basse e fa notare che i moderni amplificatori di audio frequenze, di tipo commerciale, pur presentandosi in una veste elegante non sono esenti da alcuni inconvenienti.

Anzitutto dovendo tenere presente la questione dei prezzi e della attrezzatura di laboratorio per lo studio e la realizzazione del progetto, alcuni costruttori trascurano la elevata fedeltà di riproduzione, che comporterebbe d'altra parte l'impiego di almeno 10-12 valvole ed anche ammesso di avere a disposizione un amplificatore di alta classe che riproduca senza dannose attenuazioni le frequenze da 30 Hz a 12 kHz, solo pochi entusiasti potrebbero, in casa, disponendo di spazio limitato, impiegare schermi acustici (*baffles*) di grandi dimensioni. E' noto d'altra parte che la riproduzione della frequenza 50 Hz con attenuazione —8 dB richiede che l'altoparlante sia montato in uno schermo acustico di circa 2 m^2.

Per quanto riguarda la riproduzione delle frequenze alte l'A. ricorda che il problema è abbastanza facilmente risolvibile, sia perchè l'impiego dei moderni altoparlanti a bobina mobile, che l'uso negli amplificatori di reazione negativa, permette la fedele riproduzione di queste frequenze.

Due mezzi si offrono quindi per la riproduzione fedele delle frequenze basse. Il primo consiste nell'adozione di uno « schermo acustico di dimensioni infinite », che se costruito in forma di mobile, richiede, per la riproduzione dei 30-40 Hz delle dimensioni considerevoli; il secondo nella adozione del principio sfruttato nell'amplificatore qui descritto che unisce il vantaggio della semplicità all'economia. Questo metodo consiste essenzialmente nell'incrementare il contenuto armonico delle frequenze basse, con l'immissione di queste armoniche a mezzo di un secondo canale distorcente.

Prima di procedere nella dettagliata descrizione del sistema di amplificazione, l'A. si sofferma ad esaminare le proprietà dell'orecchio umano e delle sue imperfezioni fisiologiche e fa notare come questo sia ben lontano dall'essere un organo perfetto esente da distorsioni, per cui riesce impossibile distinguere fra un tono puro fondamentale e le sue armoniche mescolate, quando la fondamentale sia scomparsa. In altri termini il « realismo di riproduzione » non è così strettamente legato come si è indotti a credere alla linearità di riproduzione ed alla eliminazione di distorsione armonica, il che è facilmente verificabile dall'ascolto unito all'osservazione sull'oscilloscopio. Per le ragioni qui brevemente esposte si può concludere che il senso dell'udito è particolarmente tollerante all'audizione di armoniche la cui fondamentale scenda al di sotto dei 100 Hz e tende ad interpretare il fenomeno come un aumento della fondamentale. Bisogna però tenere presente che al di sopra dei 100 Hz un aumento di armoniche diventa sgradevole all'orecchio.

Queste considerazioni sono avvalorate dal fatto che i costruttori di organi, per economizzare spazio, sostituiscono le lunghe canne delle basse frequenze con altre più corte in relazione armonica fra di loro, senza con ciò portare dei peggioramenti dal punto di vista musicale.

Similmente, si può fare nel caso di un amplificatore aggiungendo armoniche alla frequenza fondamentale a mezzo di un sistema distorcente e poichè le frequenze elevate possono venire irradiate sia con altoparlanti di dimensioni ridotte che con schermi acustici di minori dimensioni, ne risulta che con questo sistema diventa possibile una riproduzione acustica su tutta la gamma di audio-frequenze senza schermi acustici di grandi dimensioni.

Riferendoci allo schema di fig. 1 si può notare che il progetto è portato dal punto di vista dell'economia e comprende tre stadi di amplificazione, l'ultimo dei quali è un pentodo di potenza, V_4, con reazione negativa.

La valvola aggiunta V_3, nel secondo stadio, ha lo scopo di generare le armoniche richieste.

Il guadagno dell'amplificatore è tale da servire per i normali pik-up.

Il primo stadio dell'amplificatore impiega un triodo ad alto guadagno V_2, preceduto dal regolatore di volume posto all'ingresso.

Nel secondo stadio il triodo a basso guadagno V_2 è preceduto da un circuito per la regolazione dei toni che è fatta con tre comandi per la regolazione separata dei livelli delle frequenze medie (R_{10}), basse (R_9) e alte (R_7).

Lo stadio d'uscita impiega un pentodo della potenza di 4,5 W ed un trasformatore d'uscita di elevata impedenza primaria. La reazione negativa, che è lineare, è presa fra il secondario del trasformatore d'uscita ed il catodo di V_2. La resistenza di reazione negativa R_{17} è calcolata per una bobina mobile di 15 Ω.

La valvola distorcente V_3 viene pilotata dal segnale presente nell'anodo di V_1, attraverso un filtro passa-basso (R_4 C_4) che lascia passare tutte le frequenze al di sotto dei 100 Hz. Il triodo usato V_3 è ad alto guadagno e la distorsione di griglia è prodotta dal carico avuto anodico R_{12} = 0,5 MΩ e dalla mancanza di polarizzazione nel catodo. L'uscita distorta (che è data dalla fondamentale più le frequenze multiple di essa) è accoppiata alla griglia della valvola di uscita mediante il condensatore C_8 ed un interruttore. Quest'ultimo permette di aumentare i bassi se incluso.

Si può notare che V_3 non è inclusa per ovvie ragioni nel circuito di reazione negativa. La distorsione dovuta al canale amplificatore V_1-V_2 è minimizzata dalla reazione negativa. Come risultato finale si ottiene che i toni puri delle frequenze basse giungono allo stadio finale dalla V_2, mentre le armoniche sono fornite dalla V_3 con una piccola e trascurabile differenza di fase fra di loro.

Le frequenze medie ed alte che non passano per lo stadio distorcente non subiscono variazioni.

Fig. 1. - Schema dell'amplificatore con stadio distorcente per la generazione artificiale delle armoniche delle frequenze basse.

R_1 = 50 kΩ, potenziometro (o altro valore più conveniente dipendente dal pick-up usato);
R_2 = 22 kΩ, 1 W;
R_3 = 0,1 MΩ, 0,25 W;
R_4 = 2 kΩ, 0,25 W;
R_5 = 0,1 MΩ, 0,25 W;
R_6 = 0,1 MΩ, 0,25 W;
R_7 = 0,25 MΩ, potenziometro (controllo freq. alte);
R_8 = 0,5 MΩ, 0,25 W;
R_9 = 0,25 MΩ, potenziometro (controllo freq. basse);
R_{10} = 100 kΩ, potenziometro (controllo freq. medie);
R_{11} = 10 kΩ, 1 W;
R_{12} = 0,5 MΩ, 0,25 W;
R_{13} = 47 kΩ, 1 W;
R_{14} = 1 kΩ, 0,25 W;
R_{15} = 0,25 MΩ, 0,25 W;
R_{16} = 180 Ω, 3 W;
R_{17} = 2 kΩ, 25 W (per bobina mobile da 15 Ω);
C_1 = 8 μF, 350 V, elettrolitico;
C_2 = 0,1 μF, 1000 V, carta;
C_3 = 50 μF, 25 V, elettrolitico;
C_4 = 0,1 μF, 1000 V, carta;
C_5 = 500 pF, mica argentata;
C_6 = 0,05 μF, 1000 V, carta;
C_7 = 16 μF, 350 V, elettrolitico;
C_8 = 0,1 μF, 1000 V, carta;
C_9 = 0,1 μF, 1000 V, carta;
C_{10} = 100 pF, mica argentata;
C_{11} = 50 μF, 50 V, elettrolitico;
C_{12} = 32 μF, 350 V, elettrolitico;
V_1-V_3 = 6SF5 (o equivalente);
V_2 = 6J5;
V_4 = EL33 (o equivalente).

Il piccolo condensatore sulla regione negativa C_{10} è per evitare inneschi dovuti alla induttanza di dispersione del trasformatore d'uscita, alle alte frequenze.

E' consigliabile di usare con questo amplificatore un altoparlante che abbia una bassa frequenza di risonanza al di sotto dei 60 Hz. Quindi di diametro piuttosto grande e con sospensione del cono molto elastica.

(*Wirless World*)

I Thyratron e le loro applicazioni

di T. W. Maciejowski

per gentile concessione della Philips S. p. A.

PARTE TERZA - CIRCUITI CONVERTITORI DI ENERGIA

Si tratta della conversione di energia a mezzo del thyratron per trasformare C.A. in C.C. (raddrizzamento) oppure il C.C. in C.A. (inversione). Questi due distinti procedimenti possono essere ugualmente combinati per convertire della C.A. tramite della C.C. in C.A. di diversa frequenza (conversione) o per trasformare C.C. per mezzo di C.A. in C.C. di differente tensione (trasformazione di C.C.).

RETTIFICAZIONE

Generalità

Per il controllo e la rettificazione di tensione si utilizza di frequente un thyratron che funziona come raddrizzatore, il cui rendimento possa essere verificato in modo preciso e continuo per ottenere una grande efficacia anche a resa ridotta.

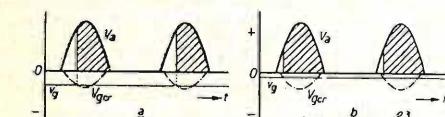



Fig. 23. - Metodo di controllo della resa di un thyratron facendo variare la tensione di griglia V_g C.C.

Un tempo si utilizzavano resistenze o trasformatori variabili invece di thyratron. E' evidente che l'efficacia delle resistenze variabili è scarsa. Di più si possono incontrare difficoltà quando si tratta di dissipare il calore sviluppato; d'altra parte un trasformatore in derivazione presenta l'inconveniente di aver bisogno di un interruttore ausiliario. Inoltre, i due metodi hanno lo svantaggio di essere scomodi e di non permettere il comando a distanza.

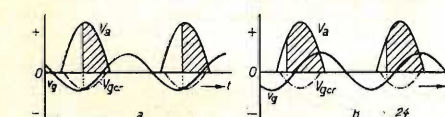



Fig. 24. - Metodo di controllo della resa di un thyratron con sfasamento della tensione di griglia v_g C.A.

Tecnica del funzionamento

L'energia totale fornita da un thyratron può essere controllata facendo variare il tempo durante il quale la corrente attraversa ogni periodo; facendo variare in tal modo la media totale della corrente rettificata. Ciò si ottiene variando il punto al quale il thyratron si innesca ad ogni periodo. Esistono più metodi per raggiungere lo scopo.

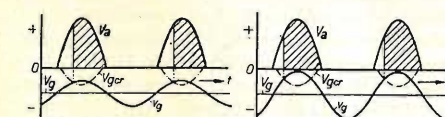



Fig. 25. - Metodo di controllo della resa di un thyratron facendo variare l'ampiezza di una tensione di griglia v_g C.A. in fase con la tensione anodica V_a C.A. e sovrapposta ad una polarizzazione di griglia v_g negativa in C.C.

Nella fig. 23 *a* si utilizza una tensione di griglia C.C. v_g. Il tubo si innesca nel punto di intersezione con la curva V_{gcr} di tensione griglia critica.

La fig. 23 *b* dimostra chiaramente che una diminuizone di questa tensione di griglia fa innescare il thyratron prima del periodo, in modo che aumenta l'energia totale fornita (proporzionale alla superficie tratteggiata, della fig. 23).

Come lo dimostra la fig. 24 *a* e *b* il punto nel quale il thyratron si innesca può essere ugualmente controllato applicando alla griglia, non una tensione C.C., ma una tensione v_g C.A. di cui la fase è differente rispetto a quella della tensione anodica V_a C.A.

Un altro metodo, indicato nella fig. 25 *a* e *b* consiste nel controllare il punto d'innesco sovrapponendo ad una polarizzazione fissa di griglia negativa V_g una tensione C.A. in fase con la tensione anodica C.A., Dove vi è uno sfasamento di un certo valore rispetto a questa tensione anodica, V_a può essere sovrapposta ad una tensione di griglia C.C. di cui il valore è diverso.

I metodi descritti più sopra per il controllo della corrente media rettificata, non hanno tuttavia che un valore pratico limitato, per il fatto che non permettono uno sfasamento di più di 90° dal punto di innesco del thyratron; così il rendimento totale non può variare che in limiti relativamente stretti.

Tuttavia, i metodi descritti qui appresso assicurano un controllo migliore.

Nella fig. 26, il punto di innesco del thyratron è sfasato ed utilizza una polarizzazione fissa di griglia V_g C.C. alla quale è sovrapposta una tensione v C.A. sfasando quest'ultima rispetto alla tensione anodica V_a C.A. (v. fig. 26 *a* e *b*).

Un altro metodo basato sul medesimo principio consiste nel prendere la tensione di griglia v_g C.A. in derivazione ad un trasformatore di punte (1). In questo caso la tensione prende la forma indicata nelle figure 27 *a* e *b*.

E' evidente che questo metodo permette di controllare la resa in misura molto larga.

Tutti questi principii di controllo di resa possono essere applicati in modi diversi. E' così che la tensione di griglia può essere sfasata a mezzo di un trasformatore di sfasamento. Molto spesso a questo fine si utilizza una combinazione a resistenza e capacità. resistenza e induttanza oppure induttanza e capacità: più avanti questo si dimostra con qualche esempio.

La fig. 28 mostra un punto che comporta un induttore L ed una resistenza R destinati a sfasare la tensione di griglia C.A. Nei circuiti comandati da mezzi foto-elettrici, alla resistenza R si può sostituire una cellula foto-elettrica.

La fig. 29 dà un esempio di un circuito, nel quale una tensione di griglia C.A. di ampiezza costante, sfasata di un certo angolo rispetto alla tensione anodica C.A., è sovrapposta ad una tensione di griglia C.C. di cui il valore è differente.

Il diagramma della fig. 30 mostra come una tensione C.A., la di cui fase può essere regolata a mezzo di una resistenza R, è sovrapposta ad una polarizzazione di griglia negativa costante.

(1) Si tratta di un trasformatore comune a doppio avvolgimento di cui il nucleo di ferro speciale contiene minor quantità di metallo dei nuclei correnti, in maniera che vengano a prodursi delle punte di tensione sebbene la tensione d'ingresso sia sinusoidale.

Campi d'applicazione

Le rettificazioni di tensione a resa controllata, sono utilizzate per diversi scopi, per esempio:
— controllo della velocità dei motori C.C.;
— regolazione della tensione di un generatore;

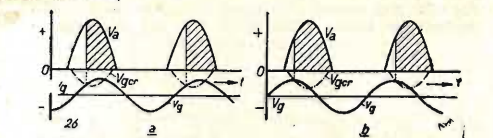



Fig. 26. - Metodo di controllo della resa di un thyratron che consiste nello sfasamento di una tensione di griglia v_g C.A. sovrapposta ad una polarizzazione di griglia negativa v_g.

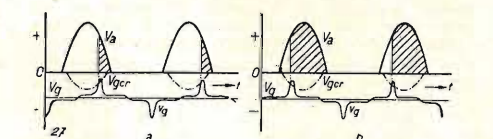



Fig. 27. - Metodo di controllo della resa di un thyratron simile a quello della fig. 26, essendo la tensione di griglia v_g C.A. prelevata su di un trasformatore di punte.

— controllo del carico delle batterie;
— controllo di apparecchi per saldature elettriche;
— controllo dei processi elettro-chimici;
— controllo dell'intensità di illuminazione;
— controllo di temperatura.

L'energia C.C., necessaria per queste applicazioni, puo essere fornita sia da un raddrizzatore controllato con thyratron, sia da un raddrizzatore controllato da ignitron di cui il circuito d'innesco è controllato da thyratron.

Se, d'altra parte,necessita della C.A. questo può essere efficacemente controllato da

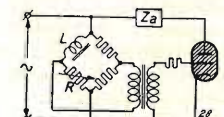



Fig. 28. - Diagramma semplificato per sfasare la tensione di griglia tramite una variazione della resistenza R, che fa parte del ponte; Z è il carico nel circuito anodico.

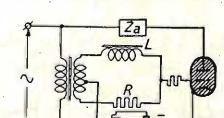



Fig. 29. - Diagramma semplificato del circuito per il controllo di griglia in C.A. e in C.C. combinati in un thyratron. La tensione di griglia C.A. è sfasata dell'angolo voluto rispetto alla tensione C.A. dell'anodo e sovrapposta alla tensione di griglia C.C. di cui il valore può essere modificato.

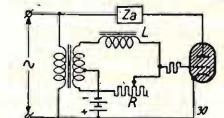



Fig. 30. - Circuito simile a quello della fig. 29, nel quale la polarizzazione di griglia negativa è fissata, mentre la fase della tensione di griglia C.A. è modificata al fine di controllare il punto d'innesco del thyratron.

un raddrizzatore a thyratron tramite un « trasduttore » (reattanza saturata).

Un avvolgimento di questo trasduttore è attraversato da C.A. ed il raddrizzatore

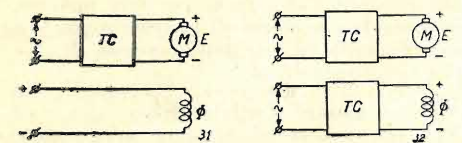



Fig. 31. - Schema di principio per il controllo della velocità di un motore in C.C. *M* alimentando l'armatura tramite un raddrizzatore a thyratron *TC*.

Fig. 32. - Diagramma simile a quello della fig. 31 nel quale l'armatura e l'avvolgimento induttore sono alimentati da un raddrizzatore a thyratron *TC*.

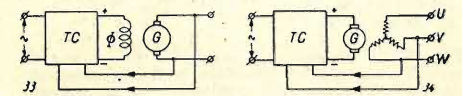



Fig. 33. - Diagramma di principio per mantenere costante la tensione di uscita di un generatore C.C. *G* che controlla il generatore tramite un raddrizzatore a thyratron *TC*.

Fig. 34. - Circuito analogo a quello della fig. 33 per mantenere costante la tensione di uscita di un generatore C.A. *G*.

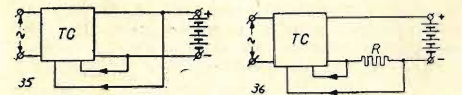



Fig. 35. - Diagramma di principio per mantenere costante la tensione di uscita di un raddrizzatore a thyratron *TC* utilizzato per la carica di batterie.

Fig. 36. - Circuito analogo a quello della fig. 35, nel quale la corrente di uscita del raddrizzatore a thyratron *TC* è mantenuto costante.

controllato alimenta un secondo avvolgimento facendo variare la saturazione e pertanto la reattanza dell'avvolgimento C.A. Una soluzione analoga consiste nell'incorporare l'avvolgimento primario di un trasformatore nel circuito C.A., trasformatore in cui la reattanza è controllata non per modifica di permeabilità del nucleo, ma per accorciamento dell'avvolgimento secondario durante una parte di ogni periodo per mezzo del thyratron.

Qualche esempio viene dato per dimostrare alcune di queste diverse possibilità.

Per il *controllo di velocità dei motori C.C.* si può applicare il principio indicato nelle figure 31 e 32.

La velocità del motore si esprime con l'equazione ben nota $n = E/K\,Q$; n è il numero dei giri al minuto, E la forza contro elettro-motrice, K la costante del motore e Q il flusso magnetico.

La velocità del motore può venire controllata facendo variare E (v. fig. 31), facendo variare Q, oppure E e Q (v. fig. 32).

Si può far variare leggermente ed efficacemente la velocità del motore oltre un rapporto 1 : 100, quando il controllo si fa tramite un raddrizzatore a thyratron.

Circuiti analoghi, sono stati sviluppati allo scopo di *mantenere la velocità del motore* costante ed indipendente da variazioni di carico e da tensione d'alimentazione. Questo può venire realizzato sia interamente per mezzo elettrico tramite la tensione ai morsetti d'entrata del motore o per mezzo della tensione fornita da un tachimetro azionato dal motore. Questa tensione che, per ultimo, può essere amplificata da un amplificatore C.C., è confrontata da una tensione campione e la differenza fra queste tensioni è applicata alla griglia di un thyratron la cui emissione comanda il motore.

La tensione di uscita del generatore C.C. o C.A., può essere mantenuta costante automaticamente eccitando il generatore per mezzo di un raddrizzatore a thyratron *TC* (v. fig. 33 e 34).

La tensione d'uscita del generatore è confrontata con una tensione di riferimento e la differenza fra queste tensioni è applicata al circuito di griglia dei thyratron. In questo modo la tensione di uscita può essere mantenuta costante indipendentemente dalle variazioni della carica elettrica e dalle variazioni meccaniche di velocità.

Circuiti per carica di batteria possono essere ugualmente equipaggiati con thyratron allo scopo di mantenere costante la tensione o la corrente d'uscita rispetto ad una tensione campione.

Nel primo esempio (v. fig. 33), la tensione di uscita resta costante durante la durata della carica e nel secondo esempio (v. fig. 36), la corrente di carica può essere mantenuta al valore desiderato. I valori di tensione o di corrente, che devono essere mantenuti costanti, possono essere

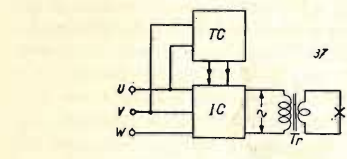



Fig. 37. - Diagramma di principio del circuito di un apparecchio per saldatura a resistenza nel quale il trasformatore di saldatura T_r è alimentato da un ignitron *IC*, controllato da un raddrizzatore a thyratron *TC*.

evidentemente regolati a qualunque livello modificando la tensione campione.

I thyratron compiono la loro importante funzione anche negli apparecchi di *saldatura per resistenza*. Gli apparecchi di saldatura, a giuntura larga (v. fig. 37), sono alimentati dagli ignitron, di cui il circuito *IC* è comandato da un circuito thyratron *TC*. Il tempo può venire fissato in modo preciso intanto che gli oggetti da saldare sono sotto pressione, preriscaldati, riscaldati o raffreddati.

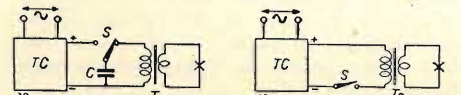



Fig. 38. - Apparecchio per saldatura ad accumulazione di energia nel quale l'energia immagazzinata nel condensatore *C* è comandata dal raddrizzatore a thyratron *TC*.

Fig. 39. - Apparecchio per saldatura ed accumulazione di energia nel quale il raddrizzatore a thyratron *TC* fornisce una quantità determinata di energia immagazzinata nell'induttanza del primario del trasformatore della saldatrice T_r.

Negli *apparecchi per saldatura ad accumulazione di energia*, che si utilizzano generalmente per saldatura a punti, si può adoperare un raddrizzatore a thyratron *TC* per controllare la quantità di energia erogata.

Questi apparecchi di saldatura possono essere costruiti sul principio della scarica d'un condensatore *C* (fig. 38) oppure sulla quantità di energia accumulata nell'induttanza del primario del trasformatore della saldatrice T_r (fig. 39).

Il controllo si effettua facendo variare la tensione della quale il condensatore è carico (fig. 38) oppure facendo variare la corrente nel trasformatore (fig. 39).

Per gli apparecchi di saldatura, nei quali *l'elettrodo è alimentato automaticamente*, è necessario controllare la velocità del moto-

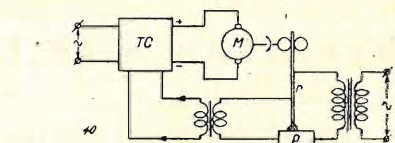



Fig. 40. - Apparecchio per saldatura ad arco nel quale l'avanzamento dell'elettrodo di saldatura *r* è automaticamente regolato; la tensione dell'arco fra l'elettrodo *r* ed il pezzo *p* controlla il raddrizzatore a thyratron *TC*, che comanda la velocità del motore *M* e pertanto la velocità alla quale l'elettrodo è spinto in avanti.

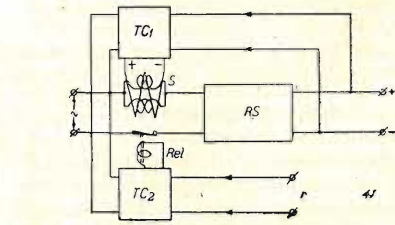



Fig. 41. - Circuito per mantenere costante la tensione di uscita di un raddrizzatore al selenio *RS* tramite un raddrizzatore a thyratron TC_1, di cui la resa alimenta l'avvolgimento C.C. del « trasduttore » *S*. Un secondo circuito controllato dal thyratron TC_2 che comanda un relais R_{el} permette di togliere la corrente a partire da un punto lontano *r*.

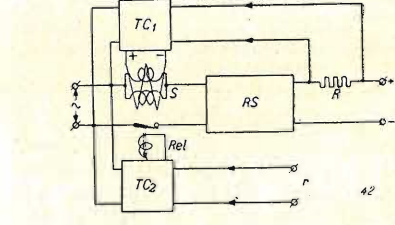



Fig. 42. - Circuito analogo a quello della fig. 41 nel quale la corrente di uscita è mantenuta costante.

re a C.C. utilizzato a questo fine. Questo controllo può farsi tramite un circuito a thyratron *TC* analogo a quello utilizzato per il controllo dei motori a C.C. La velocità del motore è regolata dalla caduta di tensione attraverso l'arco, cioè, quando l'elettrodo avanza troppo lentamente, la lunghezza dell'arco aumenta, ciò che provoca un'accelerazione del motore che fa avanzare l'elettrodo più rapidamente (v. fig. 40).

Per controllare la densità e la durata del tragitto della corrente nei processi elettrolitici, si può far uso di raddrizzatori a thyratron.

Nello schema di principio (fig. 41), la tensione di uscita del raddrizzatore *RS*, che può essere del tipo a selenio e che fornisce l'energia necessaria, è ricondotta verso un raddrizzatore a thyratron *TC*1 che controlla la reattanza del trasduttore S.

La tensione d'entrata e, per conseguenza, la tensione di uscita del raddrizzatore *RS* sono mantenute costanti e indipendenti da variazioni di carico. Si può prevedere inoltre un secondo circuito *TC*2 controllato da thyratron, per mezzo del quale la corrente è interrotta a partire da un punto distante *r* subito dopo che il deposito ha raggiunto lo spessore desiderato. Il processo può così compiersi rapidamente ed in modo efficace.

La fig. 42 mostra un circuito simile a quello della fig. 41, nel quale la corrente di uscita è mantenuta costante.

Un campo di importante applicazione per i circuiti a thyratron, è *il controllo della illuminazione*. L'intensità di illuminazione deve essere necessariamente controllata nei teatri, nei cinema, nelle sale da ballo, ecc.

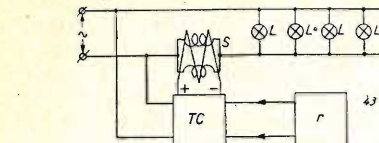



Fig. 43. - Schema di principio per il controllo di intensità luminosa di lampade ad incandescenza *L*. Il raddrizzatore a thyratron *TC*, al quale si può collegare un apparecchio per comando a distanza *r*, alimenta l'avvolgimento C.C. del trasduttore *S* collegato in serie con le lampade.

Da un controllo di sorgenti di luce, di vari colori, si è potuto ottenere diversi effetti decorativi.

La fig. 43 indica il principio di un circuito per il controllo dell'intensità luminosa di lampade ad incandescenza. La perdita di reattanza e per conseguenza di tensione nel traslatore *S* è data per mezzo del raddrizzatore a thyratron *TC*, che, a sua volta può essere controllato da un apparecchio di comando a distanza *r* in modo che si può ottenere un controllo molto sensibile. Studiando il controllo a priori si può riprodurre ad ogni momento qualunque intensità luminosa e varie combinazioni di colori.

L'utilizzazione del thyratron per il controllo di intensità luminosa di lampade fluorescenti od altre lampade a scarica non possono essere classificate con il titolo « rettificazione di tensione »; su questa importante applicazione è bene dare un breve cenno. Tramite il thyratron si può controllare la resa luminosa totale di lampade a scarica su tutte le gamme. Non si può ottenere con nessun altro mezzo perchè le lampade a scarica hanno una tensione di innesco fisso al di sotto della quale non funzionano. Facendo questo controllo con l'aiuto di un thyratron, la durata del tragitto della corrente nel corso di ogni periodo può venire modificata, mentre l'ampiezza della tensione di alimentazione, resta invariata.

Il metodo applicato in questo caso, è basato sulla utilizzazione di due thyratron non collegati in parallelo (fig. 44).

Nel campo di procedimenti industriali è necessario *regolare la temperatura con precisione*.

Si è utilizzato con sucesso il thyratron in fonderie di ghisa, in forni per panetteria, in forni per trattamenti termici, nel preriscaldamento di materie plastiche ed in bagni d'olio per ricottura. Un circuito di controllo che funziona con l'aiuto di un thyratron permette di mantenere la temperatura automaticamente costante negli stretti limiti già fissati.

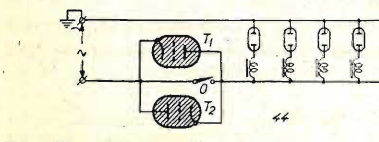



Fig. 44. - Schema di principio di un circuito per il controllo dell'intensità luminosa di lampade a scarica; è stato previsto l'interruttore *O* per mettere fuori circuito i thyratron T_1 e T_2 quando l'intensità luminosa raggiunga il suo più alto valore, al fine di prolungare così la durata dei thyratron stessi.

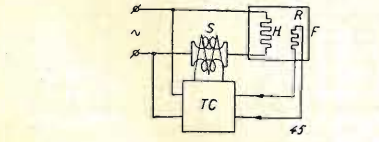



Fig. 45. - Schema di principio di un circuito per mantenere costante la temperatura di un fornello elettrico *F*. La caduta di tensione nel trasduttore *S*, collegato in serie con lo scaldatore *H*, è regolata dal raddrizzatore a thyratron *TC*, di cui la resa dipende dalla resistenza *R* sensibile alla tempartura.

Un'altra applicazione di circuiti a thyratron consiste nel mantenere costante la temperatura di un locale come richiesto, per esempio, nelle industrie della lana e nelle industrie chimiche.

Il principio di funzionamento del circuito di controllo della temperatura è dato dalla fig. 45; *R* è una resistenza il cui valore dipende dalla temperatura. Questa resistenza costituisce un elemento di un ponte in C.A. che controlla il raddrizzatore a thyratron *TC*, la resa controlla la saturazione del trasduttore *S* collegato in serie con il riscaldatore *H* del fornello elettrico *F*.

I circuiti a thyratron sono egualmente utilizzati con successo per regolare *l'alimentazione di combustibile* nei fornelli riscaldati a mezzo di carbone polverizzato, di gas od olio, e la loro temperatura è mantenuta costante.

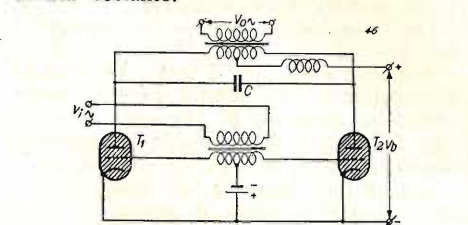



Fig. 46. - Schema di principio del circuito di un inversore in parallelo che riceve una eccitazione esterna.

Il numero delle applicazioni dei thyratron, a scopo di controllo, è praticamente illimitato. Citiamo i circuiti per la regolazione della pressione dei liquidi e del gas, del livello dei liquidi e dei materiali, ecc. Questi circuiti possono essere utilizzati in seguito per la regolazione delle tensioni, delle correnti, degli angoli di sfasamento o della frequenza.

Come regola generale in pratica, tramite il thyratron, può venire controllato e regolato quantità, qualità e condizione.

CONVERSIONE (C.C. IN C.A.)

Generalità

La conversione di C.C. in C.A. venne fatta, dapprima, per mezzo di un meccanismo a rotazione, cioè da generatori accoppiati meccanicamente ad un motore C.C. o da convertitori.

Parecchi anni fa, la tecnica radio ha reso comune un apparecchio elettronico destinato ad ottenere della energia in C.A. da una sorgente di C.C. Questo apparecchio è l'oscillatore a tubi elettronici. In un oscillatore per radio generalmente si utilizzano valvole a vuoto che limitano la potenza dell'energia prodotta.

Per le applicazioni industriali i thyratron sono più indicati; si tratta cioè di inversori statici.

L'utilizzazione dei thyratron permette di produrre della C.A. con perdite molto meno importanti di quanto possano fare i tubi a vuoto spinto; la scala di frequenza è però limitata perchè la velocità del funzionamento del circuito è limitata al tempo necessario alla deionizzazione. Appunto per questo i thyratron a gas inerte permettono di produrre frequenze più elevate (fino a 5 kHz) dei tipi a vapore di mercurio (fino a 500 Hz).

La costanza di frequenza d'uscita dipende dalla stabilità della frequenza di eccitazione v_i. La capacità *C* come descritta più sopra, è un elemento essenziale del circuito perchè essa spegne il tubo che funziona quando il secondo tubo si innesca. Per un buon funzionamento del circuito è molto importante scegliere attentamente il valore di questa capacità. La forma di ten-

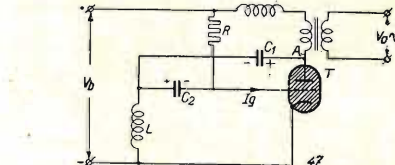



Fig. 47. - Schema semplificato di un inversore a rilassamento auto-eccitato.

sione C.A. V_0 dipende ugualmente dal valore di questa capacità, dall'importanza della corrente d'uscita e del genere di carico. La migliore forma è ottenuta con un carico induttivo, dal fatto che il tempo disponibile per la deionizzazione è più lungo di quando il carico non è induttivo.

Il principio del funzionamento di un *inversore di rilassamento che riceve l'eccitazione da se stesso*, come lo dimostra la fig. 47, è analogo a quello di un circuito di relais a rilassamento controllato (v. figura 17), eccettuato in ciò che concerne il metodo d'auto-eccitazione, che è ottenuto per mezzo della capacità C_2 e della resistenza *R*.

Il metodo elettronico, paragonato ai metodi meccanici, presenta il vantaggio di non comportare alcuna parte in movimento e di funzionare, per conseguenza, silenziosamente mentre non richiede alcun basamento.

Non necessita di alcun apparecchio ausiliario e dato che non dispone di spazzole non produce scintille, l'installazione può essere azionata presentando sicurezza nei luoghi ove esista pericolo di esplosioni. Assicura infine, un grande rendimento di funzionamento per ogni carico.

Tecnica di funzionamento

Un inversore è alimentato da una sorgente di C.C., la produzione di C.A. necessita uno spegnimento periodico dei tubi. Per questa ragione il circuito di un inver-

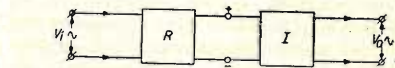



Fig. 48. - Schema di principio di una installazione elettronica per il cambiamento di frequenza. La corrente alternata di entrata V_i è trasformata in C.C. tramite il raddrizzatore *R* e trasformata nuovamente in C.A. alla frequenza desiderata dal convertitore *I*.

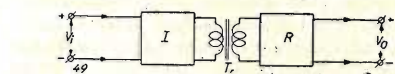



Fig. 49. - Principio di un apparecchio elettronico per la trasformazione della C.C.

sore deve essere basato su principii analoghi a quelli dei circuiti con relais a thyratron alimentati da C.C.

Sono stati studiati diversi circuiti di cui due descritti qui sotto: uno, per inversore collegato in parallelo che riceve una eccitazione esterna, l'altro per inversore a rilassamento eccitato da se stesso.

Il circuito per un *inversore in parallelo che riceve una eccitazione esterna* (v. figura 46) è indicato nella fig. 15.

Il circuito funziona nel modo seguente:

La tensione v_b fa innescare il thyratron *T*, in modo che l'anodo riceve praticamente il medesimo potenziale del catodo e la capacità C_1 si scarica.

Il circuito in serie costituito dalla capacità C_1 e l'induttanza *L*, tende ad oscillare; questa capacità comincia a caricarsi in

direzione opposta a quella indicata nella fig. 47.

Nel momento in cui il potenziale del punto *A* è caduto sotto la tensione dello spegnimento del tubo, la conduzione cessa; dato che la corrente di griglia avente direzione unica durante il periodo di conduzione ha costretto la capacità C_2 a sopportare la carica indicata, la griglia è diventata assolutamente negativa rispetto al catodo, in modo che il thyratron non si innesca. Durante questo periodo di non conduzione, la capacità C_2 si scarica lentamente attraverso la resistenza *R*, in modo che la tensione di griglia negativa decresce progressivamente. Nel frattempo, la capacità C_1 riprende la sua polarità originale, il tubo si innesca nuovamente, allorchè comincia un nuovo ciclo.

Fig. 50. - Principio della trasmissione di energia in C.C.

Il principio di questi circuiti inversori può venire applicato facilmente in un circuito trifase.

Campi di applicazione

Fra le principali applicazioni, segnaliamo l'utilizzazione dei convertitori *per alimentare apparecchi funzionanti in C.A.* collegati su di un circuito C.C., il che offre il grande vantaggio di poter scegliere la frequenza più economica.

Le industrie, come quella tessile e del legno, hanno subito applicato questa soluzione del problema per azionamento a grande velocità. Lo stesso per le macchine utensili, come mole, pulitrici, ecc., a grande velocità. Quando la frequenza è, p. es., elevata a 500 Hz, la velocità realizzabile è di 30.000 giri per minuto. Bisogna notare che, in questo caso, l'ingombro ed il prezzo del motore in C.A. sono considerevolmente ridotti.

Un'altra possibilità interessante consiste nella utilizzazione di un convertitore in combinazione con un motore asincrono relativamente poco costoso per l'azionamento a velocità variabile; la velocità è, in questo caso, controllata, facendo variare la frequenza di alimentazione. Generalmente, si preferisce questo metodo alla utilizzazione di un raddrizzatore controllato ed un motore in C.C.

I convertitori elettronici sono ugualmente utilizzati con successo per l'alimentazione in C.A. nel *riscaldamento induttivo*.

Una applicazione interamente originale del convertitore consiste nel suo impiego per la *frenatura a reazione* dei motori in C.C. alimentati in C.A. Il convertitore funziona normalmente come un raddrizzatore, cioè l'energia in C.A. del circuito è applicata al motore come energia in C.C.; nel periodo di frenatura, l'energia in C.A. è rinviata al circuito, mentre l'apparecchiatura elettronica è realmente utilizzata come convertitore. Tali apparecchiature sono interessanti specialmente nelle installazioni ferroviarie, nelle acciaierie, negli elevatori, ecc.

Per cambiare la frequenza in C.A. per via elettronica (conversione), si applica una combinazione di raddrizzatore *R* e di convertitore *I* (v. fig. 48).

La frequenza di corrente alternata d'uscita V_0 può, in questo modo, essere regolata al valore desiderato, e l'apparecchio servito può funzionare più efficacemente.

La frequenza di uscita può essere resa variabile e utilizzata per l'azionamento a velocità variabile del motore in C.A.

Si utilizzavano un tempo apparecchiature a rotazione con tutti gli svantaggi che ciò comportava rispetto ai metodi elettronici. Nel metodo elettronico (v. fig. 49), si utilizza un apparecchio nel quale la tensione di alimentazione C.C. V_i è convertita in C.A. dal convertitore *I*, elevata (od abbassata) in seguito al trasformatore T_r ed infine raddrizzata in C.C., nel modo desiderato e di una potenza V_0, dal raddrizzatore *R*.

E' così che la tensione del circuito di 220 V C.C., può essere trasformata in 10 V C.C.

Un metodo analogo può essere applicato per la *trasmissione di energia* (v. fig. 50). La C.A. è elevata da un trasformatore T_{r1}, raddrizzata dal rettificatore *R*. trasmessa da una lunga linea ad alta tensione C.C. *L*, convertita a frequenza più economica dal convertitore *I* ed infine abbassata alla tensione richiesta dal trasformatore T_{r2}. Questo permette di realizzare interamente i vantaggi della trasmissione in C.C. paragonata alla trasmissione in C.A., cioè, assenza totale di potenza swattata e di effetto pellicolare.

Questo permette pure l'utilizzazione di condensatori di dimensioni più economiche ed inoltre gli isolamenti di linea C.A. per una stessa tensione. *

MODULATORE DI GRANDE COMPATTEZZA

di J. B. CLEMENS (*RADIO & TELEVISION NEWS*)

Gli ultimi sviluppi degli studi sulle possibilità di lavoro dei tubi RCA hanno messo in luce la capacità da parte dei tetrodi a fascio 807 di fornire forti potenze di uscita a bassa frequenza.

Con questi tubi è possibile superare i 120 W.

Siamo al limite tra il medio ed il grande modulatore. Lo studio delle caratteristiche ha permesso di eliminare il negativo base di 25 V necessario al funzionamento in classe B.

Si è arrivati infatti a fare funzionare le 807 con 0 di negativo di griglia.

Queste condizioni di lavoro offrono grandi vantaggi:

— in primo luogo eliminano tutta la parte di alimentazione per il negativo di griglia; negativo che, si noti bene, deve essere ad alta stabilità perchè la griglia « caricando » con griglia positiva non deve produrre variazioni di negativo base;

— in secondo luogo si trasferisce molto meglio il carico di lavoro sulla placca del pilota evitando le distorsioni che possono derivare dalla brusca variazione tra un carico relativamente elevato con griglia negativa ed improvvisamente ridotto durante il picco positivo.

Questi risultati sono stati ottenuti impiegando come griglia controllo del tubo 807 la griglia schermo collegata ad una resistenza da 22.000 ohm, posta in serie alla griglia di comando. Questa disposizione peraltro richiede, specie per ottenere una certa potenza di uscita, una corrispondente potenza di pilotaggio (vedi fig.1).

La impedenza di griglia è di 7100 ohm circa di modo che il trasformatore T_1 della fig. 1 dovrà essere al rapporto 1/2 con secondario a presa centrale. E' consigliabile fare uso di avvolgimenti secondari a bassa resistenza e dimensionare con una certa abbondanza il traferro.

Data la tensione relativamente alta di pilotaggio e la conseguente ampia escursione della griglia controllo del pilota, è consigliabile introdurre un po' di controreazione (nello schema indicato 6 dB).

Allo scopo di ridurre il disturbo provocato dall'hum la presa centrale dei filamenti è collegata al catodo della 6L6. In tal modo la tensione positiva del catodo impedisce il passaggio di elettroni (dovuti all'alimentazione in alternata durante i picchi negativi) dal filamento verso il catodo attraverso il cattivo isolamento del materiale posto tra filamento e catodo.

Con questa disposizione il livello del ronzio di fondo è di circa l'1 % dell'uscita (40 dB sotto il livello di massima potenza).

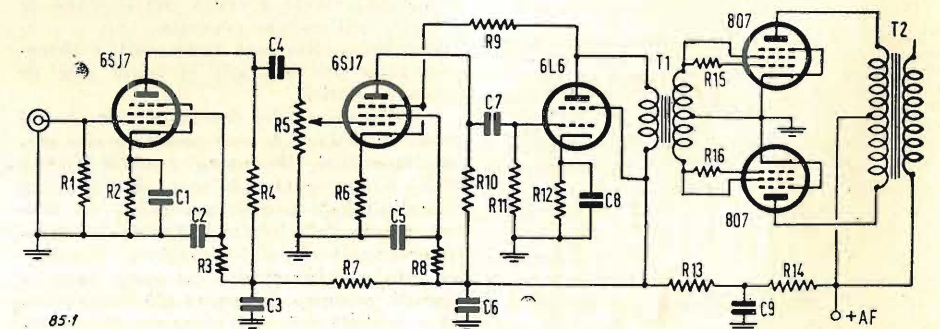
Due 6SJ7 preamplificano consentendo la massima uscita per 2 mV di entrata.

Trattandosi di un modulatore destinato al servizio radiantistico, i condensatori di fuga di griglia schermo sono stati ridotti di valore rispetto al normale per limitare il responso sulle basse frequenze. Con i valori indicati dallo schema di fig. 1 l'amplificazione si mantiene lineare fino a circa 5000 Hz. Le basse frequenze fino a 150 Hz.

Il modulatore richiede un'impedenza di carico tra placca e placca di circa 4000 ohm.

La potenza di uscita varia con la tensione anodica. Con i normali 500 V di alimentazione la potenza di uscita sarà di circa 60 W.

Se invece si porta la anodica sui 750 V si ottiene fino a 100 W.

Aumentando in queste condizioni la potenza di pilotaggio si può arrivare ai 120 W di uscita. In questo caso però occorre almeno un controfase di 6V6 pilota per ottenere questi risultati. (*F.S.*)

$R1$ $R9$: 1 megaohm, ½ W; $R2$ $R6$: 2200 ohm, ½ W; $R3$ $R8$: 2,2 megaohm, ½ W; $R4$ $R10$ $R14$: 470.000 ohm, ½ W; $R5$: potenziometro da 500.000 ohm; $R7$: 47.000 ohm, ½ W; $R12$: 220 ohm, 2 W; $R13$ $R15$ $R16$: 22.000 ohm, 1 W; $R14$: 2500 ohm, 20 W, a filo; $C1$ $C8$: 25 microfarad elettronici; $C2$ $C4$ $C5$ $C7$: 0,02 microfarad, 600 V; $C3$ $C6$ $C9$: 8 microfarad, 450 V, elettr.; $T1$: trasformatore di pilotaggio rapporto d'impedenza 7000/7000 presa centr. 7000; $T2$: trasformatore di uscita per un'impedenza tra placca e placca di 4000 ohm.

SUPPLEMENTO MENSILE DE L'ANTENNA

a cura dell' ing. Alessandro Banfi

COLPO DI STATO ALLA RADIO

Tutti quanti sapevamo che alla fine dell'anno 1952 scadeva la concessione alla R.A.I. per l'esercizio delle radiodiffusioni; sapevamo pure che sei mesi prima di tale scadenza si sarebbero dovute verificare determinate condizioni previste nella legge del dicembre 1927 che affidava la Concessione all'E.I.A.R. per la durata di 25 anni (un po' troppi forse). Ma non ci saremmo mai attesi di leggere sui giornali di lunedì mattina (il 28 gennaio per la storia) che senza alcuna preventiva discussione o consultazione pubblica, la Concessione venisse integralmente ed autoritariamente rinnovata alla R.A.I.

La quale R.A.I. viene, come Azienda Sociale, assorbita integralmente dall'I.R.I.: passa cioè sotto il totale controllo finanziario dello Stato. Nel dare questo annuncio da tutti inatteso l'Ufficio Stampa del Ministero Telecomunicazioni lo giustifica asserendo che nell'attuale ordinamento Europeo i servizi radiofonici sono ormai tutti statizzati e la TV è esercitata da chi esercisce anche la radiofonia.

Se nelle linee generali questa asserzione è esatta, ad un approfondito esame delle singole situazioni delle due massime Nazioni che si trovano in queste condizioni, l'Inghilterra e la Francia, vi sarebbe molto da discutere e da obbietare sulla adozione di tale provvedimento oggi molto contrastato e discusso proprio nelle due citate Nazioni che ne hanno già sperimentato i pochi vantaggi ed i molti svantaggi.

In Francia anzi sta guadagnando popolarità un progetto già proposto dallo stesso Governo, di affidare ad enti privati controllati dalle Amministrazioni Comunali di grandi città, l'esercizio della TV locale totalmente sganciato dalla radiofonia.

Non intendiamo però oggi impegnarci a fondo su un argomento di tale e tanta importanza per il prossimo avvenire della TV Italiana: ci riserviamo di svilupparlo adeguatamente a tempo opportuno.

Ciò che ci preme oggi di far rilevare è che l'appunto da noi espresso nella Presentazione del 1° numero di «Televisione» circa la penosa situazione attuale della pubblicità radiofonica, è stato meditato e la riduzione di tale pubblicità al 50 % è già un buon passo avanti se non ancora sufficente a giustificare la gestione statizzata in monopolio della radiofonia. Su un altro punto vogliamo richiamare l'attenzione dei nostri lettori: quello del programma assegnato ufficialmente alla R.A.I. per la realizzazione degli impianti trasmittenti TV in Italia:

In una prima fase d'attuazione entro il 1952, ma che parzialmente avrà inizio nel prossimo aprile, la R.A.I. effettuerà un servizio di trasmissione TV nelle città di Torino, Milano e Roma. Entro la metà del 1953 verrà posto in funzione il trasmettitore TV del Monte Penice (sopra Bobbio) che coprirà parte dell'Emilia e del Veneto (circa 47.000 kmq con una popolazione di 13 milioni di abitanti).

Se non siamo male informati, mentre la potenza dei trasmettitori TV di Milano e Roma sarà di circa 3,5 kW, più che sufficenti per realizzare un buon servizio entro un raggio di 70-80 km, uguale potenza dovrebbe avere il trasmettitore di M. Penice. Ciò non ci sembra razionale in quantochè tale trasmettitore installato ad una quota di 1.400 m (M. Penice) con carattere di servizio essenzialmente regionale (Emilia, Veneto, Lombardia orientale) dovrebbe avere una potenza di almeno 20 kW immessi nell'antenna che potranno anche essere considerati come 80 kW tenendo conto del guadagno dell'antenna stessa in potenza utilmente irradiata nella zona interessata.

Giriamo pertanto questa nostra osservazione agli uffici tecnici della R.A.I. ed agli organi interessati del Ministero delle Poste e Telecomunicazioni.

Per completare l'esposizione dell'argomento programma TV in Italia diremo che in una terza fase la R.A.I. è impegnata a provvedere, al più tardi entro sei mesi dalla messa in funzione del canale televisivo della rete coassiale meridionale, gli impianti trasmitenti di Monte Calvo (Gargano), San Paolo (Murge), Monte Cendri (Reggio Calabria) e Palermo (Monte Pellegrino), con un ulteriore area servita di almeno 18.000 kmq e una popolazione di circa 4 milioni di persone.

Con queste tre fasi, che si completeranno entro un quinquennio, risulterà coperta da un adeguato servizio televisivo un'area di 90.000 kmq circa nella quale vivono 26 milioni di abitanti.

Per l'ultima fase la R.A.I. è impegnata a concordare con il Ministero delle Poste e Telecomunicazioni il programma graduale di impianti in modo da assicurare un soddisfacente servizio televisivo nella maggiore area possibile del territorio Nazionale, tenendo naturalmente conto delle difficoltà orografiche esistenti, della rete Nazionale di cavi coassiali e ponti radio e dei progressi tecnici che potranno essere maturati nel frattempo, quali ad esempio la costruzione corrente di piccoli trasmettitori automatici che permetterebbero una vasta diffusione del servizio anche nelle zone più difficili.

Comunque questo magnifico programma affrettatamente annunciato dal Governo senza preavviso ne discussioni di sorta, attende ulteriori conferme e precisazioni circa il genere, gli oneri e le modalità della concessione, oltre all'entità e modalità di riscossione del nuovo canone di abbonamento alla Radio e TV.

LA REDAZIONE

LA SINCRONIZZAZIONE DELL' IMMAGINE

ANTONIO NICOLICH

(PARTE DICIASETTESIMA)

CARATTERISTICHE DEI CIRCUITI SEPARATORI DEL SEGNALE DI SINCRONIZZAZIONE VERTICALE USATI IN RICEZIONE

VIII) Circuiti accoppiati accordati serie uguali, con primario alimentato a tensione costante (v. fig. 55).

Sia il filtro costituito da due circuiti risonanti serie tra loro accoppiati con mutua induzione M. Si distinguono con l'indice 1 gli elementi relativi al primario inducente, cui è applicata l'unità di Heawiside $V\,1(t)$ tra i morsetti 1, 2, mentre l'indice 2 caratterizza gli elementi del secondario indotto.

La tensione $V\,1(t)$ deve compensare nel primario le cadute ohmica, induttiva e capacitiva dovute alla corrente i_1 e la caduta (di segno contrario alle tre precedenti) dovuta all'influenza della corrente secondaria i_2 sul primario:

$$[R_1 + L_1 D + (C_1 D)^{-1}]\, i_1 - MD\, i_2 = V\,1(t) \qquad [82]$$

Nel secondario la f.e.m. agente è quella indotta dal primario e quindi dovuta alla i_1; tale tensione indotta deve compensare le cadute ohmica, induttiva e capacitiva prodotte nel secondario dalla corrente i_2 generatasi per mutua induzione del primario:

$$[R_2 + L_2 D + (C_2 D)^{-1}]\, i_2 = MD\, i_1 \qquad [83]$$

Ricavando dalla [83] il valore di i_1 sostituendolo nella [82] e moltiplicando per D^2 numeratore e denominatore della frazione risultante, si trova immediatamente:

$$\left[(L_1L_2 - M^2)\, D^4 + (R_1L_2 - R_2L_1)\, D^3 + (R_1R_2 + \frac{L_1}{C_2} + \frac{L_2}{C_1})\, D^2 + (\frac{R_1}{C_2} + \frac{R_2}{C_1})\, D + \frac{1}{C_1C_2}\right] i_2 = MD^3\, V1(t) \qquad [84]$$

Se si considera il caso particolare, frequente in pratica, di due circuiti accoppiati identici, (ossia di: $R_1 = R_2 = R$; $L_1 = L_2 = L$; $C_1 = C_2 = C$) l'equazione [84] si riduce alla:

$$\left[(L^2 - M^2)\, D^4 + 2RLD^3 - (R^2 + \frac{2L}{C})\, D^2 + \frac{2R}{C}\, D + \frac{1}{C^2}\right] i_2 = MD^3\, V1(t) \qquad [85]$$

E' la [85] un'equazione differenziale di 4° ordine completa la cui integrazione è assai laboriosa. Si omette per brevità la ricerca della sua soluzione generale e si cercano invece i valori dei termini esponenziali dei transitori, che presiedono alla determinazione della tensione di uscita tra i morsetti 3, 4. A questo scopo si deve risolvere l'equazione che si ottiene eguagliando a zero il 1° membro della [85] diviso per il coefficiente $(L^2 - M^2)$ di D^4:

$$D^4 + \frac{2\,RL}{L^2 - M^2}\, D^3 + \frac{R^2 + 2L/C}{L^2 - M^2}\, D^2 + \frac{2\,R}{C\,(L^2 - M^2)}\, D + \frac{1}{C^2\,(L^2 - M^2)} = 0 \qquad [86]$$

Si osserva che trattandosi di un filtro assai selettivo, come deve essere, i fattori di merito delle bobine sono molto alti; conviene per la stessa ragione che l'accoppiamento sia inferiore o al massimo uguale al critico, ossia che il coefficiente M di mutua induzione sia modesto, per cui $M^2 << L^2$; si verifica pure che $R^2 << 2L/C$. Allora la pulsazione di risonanza è semplicemente espressa da $\omega_0 = (LC)^{-1/2}$.

Tenendo presenti queste condizioni e con le approssimazioni conseguenti, la [86] può essere scritta:

$$D^4 + \frac{2R}{L}(1 + \frac{M^2}{L^2})\, D^3 + 2\,\omega_0^2\,(1 + \frac{R^2C}{2L} + \frac{M^2}{L^2})\, D^2 + \frac{2R}{C\,(L^2 - M^2)} + \frac{1}{C^2(L^2 - M^2)} = 0 \qquad [87]$$

Le radici complesse coniugate della [87] sono del tipo:

$D_1 = -a + jb$; $\quad D_3 = -c + jd$

$D_2 = -a - jb$; $\quad D_4 = -c - jd$

E' noto dall'algebra che per un'equazione di 4° grado la somma delle radici eguaglia il coefficiente col segno cambiato del termine cubico; mentre la somma dei prodotti distinti delle radici due a due eguaglia in valore e segno il coefficiente del termine quadratico; dunque:

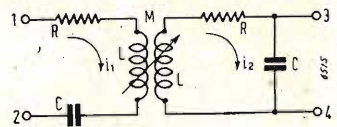



Fig. 55. - Circuiti accoppiati accordati serie con primario alimentato a tensione costante.

$$\sum_{1}^{4} D_i = -2\,(a + c) = -\frac{2R}{L}(1 + \frac{M^2}{L^2}) \qquad \frac{1}{2}\sum_{1}^{4}{}_{ij} D_iD_j = a^2 + b^2 + c^2 + d^2 + 4\,ac = 2\,\omega_0^2\,(1 + -\frac{R^2\,C}{2L} + \frac{M^2}{L^2})$$

Si suppone $b = d = \omega_0$, ossia $b^2 + d^2 = 2\,\omega_0^2$

Allora dalle due precedenti si deduce subito:

$$a - c = \frac{R}{L}(1 + \frac{M^2}{L^2}) \qquad [88']$$

$$a^2 + c^2 + 4\,ac = \frac{\omega_0^2}{L}(R^2C + \frac{2\,M^2}{L}) \qquad [88'']$$

Il sistema costituito dalle [88'] e [88''] permette la determinazione delle parti reali a, c delle radici complesse; il coefficiente dell'immaginario essendo stato posto uguale a ω_0, le radici stesse della [87] risultano determinate.

Un esempio numerico servirà a chiarire le idee.

Siano i circuiti di fig. 55 entrambi composti da:

$$R = 10 \text{ ohm};\ L = 127\ \mu\text{H};\ C = 200\ \text{pF}$$

Questi elementi forniscono immediatamente:

pulsazione di risonanza:

$\omega_0 = (LC)^{-1/2} = (127 \cdot 10^{-6} \times 200 \cdot 10^{-12})^{-1/2} = 6{,}28 \cdot 10^6$

frequenza di risonanza: $fo = 1$ MHz

fattore di merito (uguale per il primario e per il secondario):

$$Q = L/R = 6{,}28 \cdot 10^6 \times 127 \cdot 10^{-6}/10 \cong 80$$

(N.d.R.) La numerazione delle figure e delle formule continua quella dei precedenti articoli ai quali si rinvia il Lettore per ogni e qualsiasi riferimento. Gli articoli suddetti sono apparsi nei seguenti fascicoli della Rivista « *l'antenna* »:
parte prima: XXI - 9 - Settembre 1950 - pagg. 189 e segg.;
parte seconda: XXII - 10 - Ottobre 1950 - pagg. 213 e segg.;
parte terza: XXII - 11 - Novembre 1950 - pagg. 237 e segg.;
parte quarta: XXII - 12 - Dicembre 1950 - pagg. 261 e segg.;
parte quinta: XXIII - 2 - Febbraio 1951 - pagg. 25 e segg.;
parte sesta: XXIII - 3 - Marzo 1951 - pagg. 25 e segg.;
parte settima: XXIII - 4 - Aprile 1951 - pagg. 65 e segg.;
parte ottava: XXIII - 5 - Maggio 1951 - pagg. 89 e segg.;
parte nona: XXIII - 6 - Giugno 1951 - pagg. 121 e segg.;
parte decima: XXIII - 7 - Luglio 1951 - pagg. 145 e segg.;
parte undicesima: XXIII - 8 - Agosto 1951 - pagg. 169 e segg.;
parte dodicesima: XXIII - 9 - Settembre 1951 - pagg. 189 e segg.;
parte tredicesima: XXIII - 10 - Ottobre 1951 - pagg. 213 e segg.;
parte quattordicesima: XXIII - 11 - Nov. 1951 - pagg. 245 e segg.;
parte quindicesima: XXIII - 12 - Dicembre 1951 - pagg. 273 e segg.;
parte sedicesima: XXIV - 1 - Gennaio 1952 - pag. 2/20 e segg.

Coefficiente di accoppiamento al critico:

$$K_c = 1/Q = 1/80 = 0{,}0125$$

Coefficiente di mutua induzione M_c per accoppiamento critico:

$$M_c = K_cL = 0{,}0125 \times 127 \cdot 10^{-6} = 1{,}59\ \mu\text{H}$$

Coefficiente di mutua induzione M per accoppiamento $K = K_c/2$:

$$M = KL = 0{,}00625 \times 127 \cdot 10^{-6} = 0{,}794\ \mu\text{H}$$

Sostituendo i valori numerici di R, L, C, M, per il caso di accoppiamento $K = K_c/2$ inferiore al critico nelle [88] si ottiene: dalla 1ª delle [88]

$$a + c = \frac{10}{1{,}27 \cdot 10^{-4}}(1 + \frac{0{,}63 \cdot 10^{-12}}{1{,}61 \cdot 10^{-8}}) = \frac{10^5}{1{,}27}(1 + 0{,}391 \cdot 10^{-4}) \cong 7{,}9 \cdot 10^4$$

dalla 2ª delle [88]

$$a^2 + c^2 + 4\,ac = \frac{6{,}28^2 \cdot 10^{12}}{1{,}27 \cdot 10^{-4}}(10^2 \cdot 2 \cdot 10^{-10} + \frac{2 \cdot 0{,}63 \cdot 10^{-12}}{1{,}27 \cdot 10^{-4}} \cong 9{,}33 \cdot 10^9$$

ossia

$$\begin{cases} a + c = 7{,}9 \cdot 10^4 \\ a^2 + c^2 + 4\,ac = 9{,}33 \cdot 10^9 \end{cases}$$

risolvendo questo sistema di equazioni per sostituzione si trova successivamente:

$c = 7{,}9 \cdot 10^{-4} - a$

$a^2 + (7{,}9 \cdot 10^4 - a)^2 + 4a\,(7{,}9 \cdot 10^4 - a) = 9{,}33 \cdot 10^9$

$a^2 - 7{,}9 \cdot 10^4\, a + 1{,}562 \cdot 10^9 = 0$

$$a = \frac{7{,}9 \cdot 10^4 \pm \sqrt{6{,}25 \cdot 10^9 - 6{,}25 \cdot 10^9}}{2} = 3{,}95 \cdot 10^4$$

$c = (7{,}9 - 3{,}95) \cdot 10^4 = 3{,}95 \cdot 10^4$

Dunque nel caso di accoppiamento lasco $K = K_c/2$ si ha $a = c$ e quindi:

$D_1 = D_3 = -a + j\,\omega_0 = -3{,}95 \cdot 10^4 + j\,6{,}28 \cdot 10^6$

$D_2 = D_4 = -a - j\,\omega_0 = -3{,}95 \cdot 10^4 - j\,6{,}28 \cdot 10^6$

Esaminiamo ora il caso di accoppiamento critico $K = K_c$ per il quale è $M = 1{,}59\ \mu$H

Sostituendo i nuovi valori numerici nelle [88] si ottiene: dalla 1ª delle [88]

$$a + c = \frac{R}{L}(1 + \frac{M_c^2}{L^2}) = \frac{10}{1{,}27 \cdot 10^{-4}}(1 + \frac{2{,}25 \cdot 10^{-12}}{1{,}61 \cdot 10^{-8}}) \cong 7{,}9 : 10^4$$

dalla 2ª delle [88]

$$a^2 + c^2 + 4\,ac = \frac{\omega_0^2}{L}(R^2C + \frac{2M^2}{L}) = \frac{6{,}28^2 \cdot 10^{12}}{1{,}27 \cdot 10^{-4}}(10^2 \cdot 2 \cdot 10^{-10} + \frac{2 \cdot 2{,}52 \cdot 10^{-12}}{1{,}27 \cdot 10^{-4}}) = 18{,}66 \cdot 10^9$$

ossia

$$\begin{cases} a + c = 7{,}9 \cdot 10^4 \\ a^2 + c^2 + 4ac = 18{,}66 \cdot 10^9 \end{cases}$$

Risolvendo questo sistema di equazioni per sostituzione si trova sucessivamente:

$c = 7{,}9 \cdot 10^4 - a$

$a^2 + (7{,}9 \cdot 10^4) - a)^2 + 4a\,(7{,}9 \cdot 10^4 - a) = 18{,}66 \cdot 10^9$

$a^2 - 7{,}9 \cdot 10^4 a + 6{,}21 \cdot 10^9 = 0$

$$a = \frac{7{,}9 \cdot 10^4 \pm \sqrt{62{,}5 \cdot 10^8 - 248{,}4 \cdot 10^8}}{2} = (3{,}95 \pm j\,6{,}82) \cdot 10^4$$

$c = 7{,}9 \cdot 10^4 - (3{,}95 \pm j\,6{,}82) \cdot 10^4 = (3{,}95 \mp j\,6{,}82) \cdot 10^4$

ossia per accoppiamento critico a e c sono complessi coniugati, quindi le radici della [87] sono:

$$D_1 = [-3{,}95 + j\,(6{,}28 \cdot 10^2 \mp 6{,}82)] \cdot 10^4 = \begin{cases}(-3{,}95 + j\,621{,}18) \cdot 10^4 \\ (-3{,}95 + j\,634{,}82) \cdot 10^4\end{cases}$$

$$D_2 = [-3{,}95 - j\,(6{,}28 \cdot 10^2 \pm 6{,}82)] \cdot 10^4 = \begin{cases}(-3{,}95 - j\,634{,}82) \cdot 10^4 \\ (-3{,}95 - j\,621{,}18) \cdot 10^4\end{cases}$$

$$D_3 = [-3{,}95 + j\,(6{,}28 \cdot 10^2 \pm 6{,}82)] \cdot 10^4 = \begin{cases}(-3{,}95 + j\,634{,}82) \cdot 10^4 \\ (-3{,}95 + j\,621{,}18) \cdot 10^4\end{cases}$$

$$D_4 = [-3{,}95 - j\,(6{,}28 \cdot 10^2 \mp 6{,}82)] \cdot 10^4 = \begin{cases}(-3{,}95 - j\,621{,}18) \cdot 10^4 \\ (-3{,}95 - j\,634{,}82) \cdot 10^4\end{cases}$$

Poichè le [88] sono simmetriche rispetto ad a e c, per la discussione dei risultati basta considerare una sola coppia di valori di a e c trascurando il doppio segno che compare nella formula risolutiva; si assuma quindi la coppia di valori corrispondenti al segno + per a e al segno — per c. In tali condizioni la differenza $(a - c)$ risulta nulla per $K = K_c/2$ cioè per accoppiamento mezzo critico, immaginaria pura per $K > K_c/2$ cioè accoppiamento superiore al semicritico (e quindi anche per $K = K_c$), reale per $K < K_c/2$ cioè per accoppiamento inferiore al semicritico.

Ricordando le espressioni delle soluzioni della [87] si deduce che nel 1° e 3° caso il coefficiente dell'immaginario è ω_0 come esplicitamente ammesso fin qui, mentre nel 2° caso detto coefficiente risulta dalla somma di ω_0 più un fattore di correzione β ricavabile per ogni singolo caso dai relativi computi numerici; ciò significa che le frequenze naturali per $K > K_c/2$ sono differenti e che la posizione $b = d$ non è più ammissibile; le differenze sono modeste fintanto che $K_c/2 < K < K_c$; nel caso numerico esaminato per $K = K_c$ si è trovato il fattore correzione $\beta = \pm\, 6{,}82 \cdot 10^4$, il che rappresenta una variazione di $\pm$ 1,1 % circa della frequenza di risonanza naturale. In altre parole invece della pulsazione naturale $6{,}28 \cdot 10^6$ si hanno le due pulsazioni naturali $\omega_{01} = 6{,}348 \cdot 10^6$ e $\omega_{02} = 6{,}212 \cdot 10^6$, cui corrispondono rispettivamente le frequenze di risonanza $f_{01} = 1{,}011$ MHz e $f_{02} = 0{,}989$ MHz.

Nei casi 1° e 2° sopra prospettati a e c hanno uguali parti reali ($a_1 = c_1$) cioè i termini oscillatori della corrente i_2 sono affetti da uguale smorzamento avendo uguali i fattori di attenuazione. Nel 3° caso invece (accoppiamento molto lasco inferiore al semicritico) i fattori di attenuazione a e c differiscono tra di loro assai poco e sono uno maggiore e l'altro minore del valore comune che loro compete per $K = K_c/2$; tale 3° caso però ha scarsa importanza perchè gli accoppiamenti che si riscontrano nella pratica sono normalmente compresi tra il semicritico ed il critico.

La seguente tabella riassume i 3 casi studiati:

K	$(a - c)$	a_1	β	ω_r
$= K_c/2$	0	c_1	0	ω_0
$> K_c/2$	immaginario	c_1	$\neq 0$	$\omega_{02} = \omega_0 - \beta$ $\omega_{01} = \omega_0 + \beta$
$< K_c/2$	reale	$\neq c_1$	0	ω_0

Si applichi ora tra i morsetti 1, 2 del primario in fig. 53 una tensione alternata costante di ampiezza V_1 e di pulsazione $\omega = 2\pi f$ qualsiasi.

Con le solite limitazioni di induttanze e capacità di alta qualità, di perdite tutte concentrate nelle bobine, per cui $Q_c >> Q_L$,

di Q_L indipendente dalla frequenza; posto $\tau = 2L/R\ (1 + M^2/L^2) \cong 2L/R = Q/\pi f_0$ = costante di tempo del filtro completo, dove Q è il fattore di merito di ciascuno dei circuiti, posto anche $\gamma = K/K$ e dette V_f e V_0 le tensioni di usita ai morsetti 3, 4 del secondario rispettivamente per f qualsiasi e per $f = f_0$, e $\Delta\omega = \pm(\omega_0 - \omega)$, si trova:

$$V_f = V_0 \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2 \left\{1 - \frac{Q}{(1+\gamma^2)} \cdot \frac{(\Delta\omega)(2\omega_0 + \Delta\omega)}{\omega^2}\left[Q \cdot \frac{(\Delta\omega)(2\omega_0 + \Delta\omega)}{\omega^2} + j\,2\right]\right\}^{-1} \qquad [89]$$

per accoppiamento critico $\gamma = 1$, per cui:

$$V_f = V_0 \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2 \left\{1 - \frac{\omega_0\tau}{4} \cdot \frac{(\Delta\omega)(2\omega_0 + \Delta\omega)}{\omega^2}\left[\frac{\omega_0\tau}{2} \cdot \frac{(\Delta\omega)(2\omega_0 + \Delta\omega)}{\omega^2} + j2\right]\right\}^{-1} \qquad [90]$$

Se $(\Delta\omega)^2$ è trascurabile rispetto a $2\,\omega_0$, per cui $\omega \cong \omega_0$, la [90] si semplifica così:

$$V_f = V_0 \left\{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2 \frac{\tau\,\Delta\omega}{2}\left[\tau\,\Delta\omega + j\,2\right]\right\}^{-1} \cong V_0\,(1 - j\tau\Delta\omega)^{-1} \qquad [91]$$

La [91] dice che per il circuito di fig. 55 la [38] è approssimativamente valida quando l'accoppiamento è critico.

Per accoppiamento semicritico $\gamma = 1/2$, allora dalla [89] si deduce:

$$V_f = V_0 \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2 \left\{1 - \frac{2}{5}\,\omega_0\tau \cdot \frac{(\Delta\omega)(2\,\omega_0 + \Delta\omega)}{\omega^2}\left[\frac{\omega_0\,\tau}{2}\,\frac{(\Delta\omega)(2\,\omega_0 + \Delta\omega)}{\omega^2} + j\,2\right]\right\}^{-1} \qquad [92]$$

Ritenendo anche ora $(\Delta\omega)^2$ trascurabile e $\omega \cong \omega_0$, la [92] diventa:

$$V_f = V_0 \left\{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - \frac{4}{5}\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2 \tau^2(\Delta\omega)^2 - j\,\frac{8}{5}\,\tau(\Delta\omega)\right\}^{-1} \cong V_0\,(1 + 1{,}6\,\tau\,\Delta\omega)^{-1} \qquad [93]$$

L'ultimo membro della [93] coincide con la [37] in cui si ponga $a = 1$, $b = 1{,}6$, $c = 0$. Ciò significa che la formula approssimata [38] è poco attendibile per il circuito di fig. 55 nel caso di accoppiamento semicritico.

Alla risonanza la corrente secondaria i_2 ricordando che $M = KQL$ ha il valore efficace I_{20}:

$$I_{20} = \frac{j\,\omega_0\,MV_1}{\omega_0^2\,(L^2 + M^2)} = \frac{j\,K\,V_1}{\omega_0\,LQ\,(1/Q^2 + K^2)} \qquad [94]$$

Per accoppiamento critico $K = K_c = 1/Q$ la [94] fornisce:

$$I'_{20} = \frac{j\,V_1}{\omega_0\,LQ^2\,(1/Q^2 + 1/Q^2)} = \frac{j\,V_1}{2\,\omega_0\,L} \qquad [95]$$

mentre per accoppiamento semicritico $K = K_c/2 = 1/2Q$ si ricava:

$$I''_{20} = \frac{j\,V_1}{2\,\omega_0\,LQ^2\,(1/Q^2 + 1/4Q^2)} = \frac{2\,j\,V_1}{5\,\omega_0\,L} \qquad [96]$$

Confrontando la [95] con la [96] si deduce:

$$I'_{20} = \frac{5}{4}\,I''_{20}$$

cioè nel caso di accoppiamento critico la corrente efficace secondaria supera del 20 % la corrente competente al caso di accoppiamento semicritico.

Se il circuito di fig. 55 viene alimentato con una tensione costante sinoidale le soluzioni corrispondenti al regime transitorio contengono gli stessi termini esponenziali che contengono nel caso testè esaminato di alimentazione con tensione alternativa non sinoidale.

Non si trattano qui i casi di circuiti accoppiati alimentati da tensioni sinoidali in regime permanente, perchè il loro comportamento è ben noto dalla radiotecnica, ai cui trattati si rimanda il lettore. Si aggiunge qui solo che tutti i circuiti accoppiati tipo serie alimentati a tensione costante presentano la stessa costante di tempo $\tau = 2L/R\ (1 - M^2/L^2)$ presentata dai due circuiti di fig. 55.

Nel caso di circuiti accoppiati di tipo paralleo puro alimentati a corrente costante si trova che la costante di tempo vale:

$$\tau = 2\ RC\ (1 - M^2/L^2)$$

Dallo studio ora effettuato risulta che i circuiti delle fig. 48, 49, 50, 51, 52, 53, 54 ed anche di fig. 55 con accoppiamento superiore al semicritico, obbediscono approssimativamente ad una stessa legge funzione della frequenza, ossia che essi presentano la medesima caratteristica di risposta in frequenza. Tuttavia si ingannerebbe chi traesse la conclusione che detti circuiti abbiano lo stesso comportamento agli effetti dei disturbi. Si osservi infatti che mentre per i filtri passa basso la curva di risposta si estende dalla frequenza zero in avanti, per i circuiti accoppiati la curva è simmetrica rispetto alla frequenza di risonanza estendendosi ugualmente a destra e a sinistra da questa, ossia l'ammissione totale dei disturbi avviene con una banda doppia di quella competente ai filtri passa basso. Nè si pensi che i coefficienti di correzione a, b, c che compaiono nella [38] contraddicano a questa affermazione, al contrario essi la confermano in quanto il loro effetto è tale che la curva di risposta per i circuiti accordati risulta leggermente sopraelevata sopra un lato della risonanza e corrispondentemente abbassata sull'altro lato, per cui l'area del diagramma limitato dalla curva di risposta, dalle ordinate corrispondenti alle frequenze estreme e dall'asse delle ascisse è per un circuito accordato esattamente il doppio dell'area sottesa dalla curva di risposta da un filtro passa basso ad una sola cellula ed avente la stessa costante di tempo del circuito accordato.

Nel caso di fig. 51 relativo al filtro passa basso a due cellule l'area integrata, come sopra individuata, è minore di quella corrispondente ad un filtro monocellulare per la presenza del fattore $b = 1{,}15$ nell'equazione [55].

Nel caso di fig. 55 relativo ai circuiti accordati accoppiati e per accoppiamento lasco, la banda di disturbi ammessa è minore di quella per un solo circuito accordato per la presenza del fattore $b = 1{,}6$ nella [93], ma è maggiore di quella ammessa da un filtro passa basso poichè $b = 1{,}6 < 2$. Si è già osservato che nel passaggio dall'accoppiamento critico al semicritico la corrente efficace secondaria e quindi anche la tensione efficace di uscita si riduce all'80 % del massimo. Se l'accoppiamento è critico l'area sottesa dalla curva di risposta è sempre pressochè doppia di quella di un circuito filtro passa basso.

Per rendersi conto del fatto che, a pari costante di tempo, un filtro passa basso ha una banda passante metà di quella di un circuito accordato, si consideri dapprima l'applicazione al filtro passa basso dell'impulso continuo $1(t)$ unità di Heaviside, la cui caratteristica di frequenza è: $1(t) = F\ (f) = 1/2 + 1/\pi \int_0^\infty 1/\omega\ sen\ \omega t\ d\omega$ [97].

La rapidità di generazione e la forma dell'onda di uscita dipende dalla rispondenza del filtro alle frequenze più alte, e quindi, se è data la caratteristica di frequenza del filtro, resta determinata la forma d'onda di egresso.

Si consideri successivamente l'appalicazione istantanea ad un circuito accordato di una tensione sinoidale di equazione:

$$v = [V\ cos\ (\omega_0 t - \varphi\ )]\ 1(t) \qquad [98]$$

L'onda di uscita risulta modulata in ampiezza e quindi presenta una banda laterale inferiore ed una banda laterale superiore, l'ampiezza di ciascuna oscillazione laterale inferiore o superiore essendo metà dell'ampiezza dell'oscillazione di ugual frequenza nella [97]. Allora, per un'assegnata rapidità di generazione del segnale, dovendosi sfruttare l'energia di entrambe le bande laterali, la caratteristica di frequenza per un circuito accordato deve essere identica a quella del filtro passa basso, sia a destra, sia a sinistra della frequenza di risonanza e quindi risulta doppia agli effetti dell'ammissione dai disturbi.

Si è visto che per un circuito accordato singolo (ed anche per due circuiti accoppiati) la costante di tempo è all'incirca $\tau = 2L/R = Q/\pi f_0$.

Pertanto se un circuito accordato deve presentare la costante di tempo per es. di 200 μsec e per $f_0 = 1$ MHz, la bobina deve possedere un coefficiente di merito pari a $Q = 200 \times 10^{-6} \times 3{,}14 \times 10^6 = 628$, valore questo estremamente difficile da realizzare.

(*il testo segue a pag. 10/56*)

LE TENDENZE ATTUALI DELLA TELEVISIONE

di V. K. ZWORYKIN

Siamo lieti di poter dare ai nostri lettori un riassunto della conferenza tenuta a Roma dal Dr. V. K. Zworykin, Capo dei Laboratori di Ricerca della R.C.A., il 14 gennaio scorso ai Soci della Sezione romana dell'A.E.I. e con l'intervento di un foltissimo e scelto pubblico di tecnici e competenti, nel Salone del Consiglio Nazionale delle Ricerche.

Nel volgere di pochi anni la televisione è diventata un'industria di primo ordine. Negli Stati Uniti in America sono attualmente installati 108 trasmettitori e più di 13 milioni di ricevitori; sono già stati previsti — in aggiunta ai canali oggi in esercizio — 70 nuovi canali di trasmissione a frequenza elevatissima ed è presumibile che nei prossimi anni in tutti i paesi di una certa importanza la televisione sarà ampiamente impiegata come mezzo per la diffusione di programmi di informazione, divertimento ed educazione.

SCELTA DEGLI STANDARD DI TELEVISIONE

La scelta di un adeguato standard di televisione è stata oggetto di speciali attenzioni, poichè esso costituisce un fattore di primaria importanza affinchè un qualsiasi sistema di televisione possa essere mantenuto. Tra le caratteristiche dello standard in parola, il numero delle linee nel quadro ed il numero dei quadri trasmessi al secondo, rivestono importanza fondamentale. Per un determinato rapporto dei lati del quadro, e per una uguale risoluzione nelle direzioni orizzontale e verticale, il numero delle linee e la frequenza di quadro sopramenzionata determinano la larghezza della banda di frequenza richiesta per la trasmissione di un programma di televisione. Inoltre il numero delle linee caratterizza la finezza del dettaglio, e la frequenza di quadro è intimamente legata all'apparente continuità di movimento dell'immagine trasmessa ed allo sfarfallio (flicker).

Un modello per la scelta della frequenza di quadro in televisione è lo standard cinematografico che, come è noto, impiega 24 quadri e 48 campi al secondo

A causa però delle difficoltà incontrate in passato per eliminare nelle apparecchiature di televisione i disturbi provenienti dalla rete di alimentazione, si ritenne opportuno sincronizzare la frequenza di quadro alla frequenza di rete. Per tal motivo furono scelte in America come frequenze di quadro e di campo i valori di 30 e 60, ed in Europa i valori di 25 e 50, invece dello standard cinematografico.

Oggi tale sincronizzazione non sarebbe necessaria. Infatti, con mezzi poco costosi, è possibile eliminare completamente ogni disturbo proveniente dalla rete di alimentazione. Peraltro, allo scopo di ridurre lo sfarfallio dell'immagine, è conveniente nello standard di televisione impiegare una frequenza di quadro più elevata di quella adoperata nello standard cinematografico, dovendo il televisore ricevente riprodurre l'immagine con intensità luminosa assai più elevata di quella impiegata in cinematografia. Per questo motivo in America è stata mantenuta la frequenza di quadro originariamente scelta.

Il secondo elemento che deve essere fissato nello standard di televesione è quello del numero delle linee che compongono ogni singolo quadro. Ad un ordine di grandezza di tale numero si può arrivare quando si prescriva che, alla distanza ottima di osservazione dell'immagine (quattro volte la dimensione massima dello schermo), la dimensione trasversale della linea sia interiore al potere risolutivo dell'occhio. Il numero delle linee così determinato è di 430, mentre — tenendo conto anche di altre considerazioni — sono stati, in pratica, scelti i seguenti valori: nello standard americano 525 linee, nello standard inglese 405 linee e nel **nuovo standard europeo 625 linee.**

Fissato il numero dei quadri e quello delle linee, e stabilito che la definizione orizzontale debba essere dello stesso ordine di quella verticale (definita dal numero delle linee), viene automaticamente determinata la gamma di frequenza necessaria per trasmettere l'informazione televisiva.

Tenendo conto della banda impiegata per la trasmissione del suono, e degli intervalli necessari per ottenere la separazione dei diversi segnali nel ricevitore, nello standard americano è stata stabilita per ogni canale di televisione una banda complessiva di 6 MHz, ed in quello europeo una banda di 7 MHz.

Un altro elemento di scelta nello standard di televisione è quello della polarità della trasmissione, che può essere negativa o positiva: negativa quando alla massima ampiezza del segnale a radio frequenza si fanno corrispondere le zone più oscure dell'immagine, e positiva quando a tale massima ampiezza si fanno corrispondere quelle più illuminate. In America è stata adottata la trasmissione a polarità negativa, con il vantaggio di rendere meno avvertibili sullo schermo i disturbi e di semplificare i circuiti di sincronizzazione ed amplificazione nel ricevitore.

Fissati con tali criteri gli elementi essenziali, il complesso delle norme che stabiliscono il modo e i mezzi per la realizzazione della trasmissione televisiva può essere con precisione determinato.

Il lavoro di definizione dello standard televisivo è stato molto laborioso, sia in America che in Europa ed — in qualche caso — ha anche ritardato la diffusione della televisione. Appare però logico che così sia avvenuto. Si trattava infatti di stabilire dati di grande importanza che avrebbero caratterizzato le trasmissioni televisive per un numero indeterminato di anni, ed era quindi necessaria una estrema cautela nella fase iniziale della televisione per non compromettere gli sviluppi ed i perfezionamenti futuri.

TUBI DA PRESA PER TELEVISIONE

L'adozione di un sistema ad elevata definizione segnò il definitivo tramonto dei dispositivi otticomeccanici per l'analisi e la riproduzione delle immagini. Primo ed essenziale compito degli scienziati fu quindi quello di ottenere dispositivi puramente elettronici di presa e di riproduzione. Pertanto, la realizzazione del primo tubo da presa: l'Iconoscopio, ed i perfezionamenti — che fecero del tubo a raggi catodici un riproduttore di immagini — costituirono pietre miliari nello sviluppo della televisione.

L'Iconoscopio, il capostipite dei tubi da presa per televisione, è tutt'ora impiegato per trasmissioni di alta qualità quando si possa impiegare una illuminazione sufficientemente intensa. Tale tubo permette di raggiungere una definizione superiore a quella che si richiede per le normali trasmissioni, un ottimo contrasto e presenta ottima stabilità nel campo delle forti illuminazioni.

Esso è costituito da un mosaico fotoelettrico su cui viene proiettata l'immagine da trasmettere, e da un dispositivo elettronico che esplora il mosaico — linea per linea — durante l'intervallo di tempo in cui avviene la trasmissione di un quadro. La luce dell'immagine produce sul mosaico una impressione elettrica, ossia una distribuzione superficiale di cariche elettriche, copia dell'immagine luminosa. Il raggio elettronico esploratore, arrivando sul mosaico, neutralizza le cariche elettriche ivi accumulate dell'immagine ottica nell'intervallo tra due esplorazioni successive. Nel circuito esterno della placca conduttrice del mosaico, si stabilisce una corrente che rappresenta l'intensità luminosa dei diversi punti dell'immagine che vengono man mano esplorati.

Teoricamente l'Iconoscopio risulta circa 300.000 volte più sensibile di qualsiasi altro dispositivo di presa in cui sia sfruttata solamente l'energia che colpisce l'elemento dell'immagine nel tempuscolo in cui avviene la scansione dell'elemento stesso. Praticamente, però, tale guadagno nella sensibilità, risulta ben lontano dal valore teorico di 300.000, ragion per cui la tecnica si è rivolta alla realizzazione di tubi da presa ad accumulo di energia luminosa, come l'Iconoscopio, in cui il guadagno effettivo fosse più vicino a quello teorico.

In realtà, a causa delle perturbazioni che il raggio esploratore introduce nel campo elettrico nelle immediate vicinanze del mosaico, la fotoemissione prodotta dalla luce incidente non può essere saturata.

Tale inconveniente, che abbassa notevolmente la sensibilità dell'Iconoscopio, è stato in parte eliminato nel tubo di presa — Image Iconoscope — in cui la fotoemissione e l'esplorazione dell'immagine vengono effettuate in sedi diverse.

L'immagine ottica è trasformata in immagine elettrica mediante un fotocatodo trasparente, che da un lato riceve la luce e dall'altro emette elettroni in ogni suo punto proporzionalmente alla intensità luminosa ricevuta. Il fascio di elettroni che rappresenta l'immagine viene accelerato e messo a fuoco sul mosaico il quale è esplorato da un raggio catodico come nell'Iconoscopio. La sensibilità raggiunta in tubi di tale tipo è circa dieci volte superiore a quella dell'Iconoscopio.

Un altro modo di eliminare gli effetti perturbatori del raggio esploratore è quello di far sì che esso arrivi al mosaico con una energia cinetica minima. In tal modo gli elettroni secondari e quelli riflessi sono in numero minore di quelli incidenti e il mosaico si carica così negativamente fino a creare un campo che respinge gli elettroni del raggio esploratore in arrivo. In queste condizioni il raggio esploratore lambisce il mosaico senza cedergli alcuna carica. Quando un'immagine ottica è formata sul mosaico, questo emette elettroni e si carica positivamente formando la copia elettrica dell'immagine. Il campo negativo precedentemente stabilito facilita la fotoemissione e l'energia luminosa viene impiegata con rendimento elevato. Il raggio esploratore provvede nel passaggio successivo a ricaricare il mosaico dando origine al segnale video.

Il tubo costruito su questo principio fu chiamato « Orticon » e permise di raggiungere sensibilità circa cinque volte superiori a quelle dell'Iconoscopio.

Il tubo che ha permesso di ottenere sensibilità elevatissime, e che ancora oggi costituisce l'optimum in questo campo, è però l'Image-Orticon.

L'Image-Orticon impiega un fotocatodo trasparente simile a quello dell'Image Iconoscope. La copia elettronica dell'immagine viene accelerata e messa a fuoco su un elettrodo costituito da una sottile lastra di vetro che, in tal modo, viene caricata positivamente per emissione secondaria. A breve distanza dalla lastra di vetro, è posta una reticella metallica finissima che, opportunamente polarizzata, raccoglie gli elettroni secondari.

Le cariche positive così prodotte attraversano il sottile elettrodo di vetro e sono esplorate nella parte opposta da un raggio elettronico a bassa energia cinetica di arrivo. Il raggio esploratore cede all'elettrodo di vetro gli elettroni necessari per la neutralizzazione delle dette cariche positive e così raccoglie l'informazione dell'immagine. Il raggio esploratore così modulato inverte il suo cammino e raggiunge il primo elettrodo di un moltiplicatore elettronico ad emissione secondaria. Con tale moltiplicatore si ottiene un guadagno di circa 1000 senza alterare in modo sensibile il rapporto segnale disturbo.

La sensibilità dell'Image-Orticon è molto elevata, avvicinandosi in certe condizioni a quella dell'occhio umano. Ad esempio, è possibile ottenere con l'Image-Orticon segnali utili con una illuminazione di 0,02 foot-lambert, paragonabile a quella prodotta dalla luna in una notte limpida.

L'Image-Orticon è oggi considerato come un punto di arrivo e, benchè le ricerche in questo campo non si siano ancora abbandonate, fino ad oggi nessun dispositivo è stato ottenuto che possa detronizzarlo. In America esso è universalmente impiegato in tutte le apparecchiature di presa.

Allo scopo di aprire alla televisione il campo delle applicazioni industriali, è stato recentemente costruito altro tubo di presa, il Vidicon.

Nel Vidicon, l'immagine è proiettata su una faccia di una lastra piana, trasparente e conduttrice, che dal lato opposto è rivestita da uno strato di materiale fotoconduttore e su cui avviene l'esplorazione.

Tale lastra è mantenuta ad un potenziale positivo rispetto al raggio esploratore. In assenza di immagine luminosa, lo strato fotoconduttore è praticamente isolato dalla lastra ed il raggio esploratore carica tale strato sino a produrre un campo che lo respinga. Proiettando invece una immagine luminosa sulla lastra, la conduttività del materiale fotoconduttore aumenta in rapporto alla luce incidente, e la carica negativa accumulata dal raggio lettore sullo strato fotoconduttore si scarica sulla lastra conduttrice. Il raggio esploratore nel passaggio successivo provvede a ristabilire sullo strato fotoconduttore le cariche perdute, dando origine al segnale video. Nonostante la grande semplicità costruttiva, la sensibilità del Vidicon è molto elevata.

Nella realizzazione attuale, l'elettrodo di presa ha il diametro di 1'' e permette di ottenere una definizione di 400 linee, sufficiente per il campo della televisione industriale.

N.D.R. - L'autore usa costantemente il termine « cinescopio » per indicare il tubo catodico ricevente.

TELEVISIONE INDUSTRIALE

Il tubo Vidicon ora descritto ha permesso la costruzione di un complesso televisivo di presa particolarmente adatto per scopi scientifici, industriali ed educativi.

L'apparecchiatura è costituita da una camera di presa e da un monitore, collegati mediante cavo della lunghezza fino a 150 metri. Tanto la camera come il monitore sono facilmente trasportabili poichè pesano 4 kg e 35 kg rispettivamente. La camera viene comandata a distanza da dispositivo incorporato nel monitore, il quale nel suo schermo di 10", riproduce l'immagine dell'oggetto visto dalla camera.

Nell'analisi e nella riproduzione dell'immagine viene impiegato lo standard normale di televisione, in modo che televisori comuni anche a grande schermo, possano essere usati ricevendo il segnale video dal monitore. Pertanto l'apparecchiatura ha un campo molto vasto di applicazioni, potendo sostituire l'occhio umano nel caso in cui l'osservazione diretta è impossibile o pericolosa. Impiegando una doppia camera è anche possibile ottenere immagini stereoscopiche.

APPARECCHIATURE RICEVENTI DI TELEVISIONE

Un continuo perfezionamento dei televisori riceventi ha accompagnato gli sviluppi della tecnica costruttiva nel campo dei tubi di presa. Tale perfezionamento riguarda particolarmente i cinescopi sia per visione diretta che per proiezione. Uno dei passi più importanti fatti nel progetto dei cinescopi a visione diretta è stato l'impiego di un cono metallico nella costruzione dell'involucro, ottenendosi così una notevole economia di peso ed una maggiore robustezza. Più recentemente è stato inoltre possibile ottenere deviazioni molto ampie del raggio catodico fino a 70°, permettendo di ridurre considerevolmente la lunghezza complessiva del cinescopio e così costruire apparecchi riceventi con mobile di minore profondità, più adatti all'uso domestico.

La realizzazione del tubo rettangolare, con lo schermo di forma uguale al quadro televisivo comporta un ulteriore passo avanti nella costruzione dei televisori riceventi.

Le caratteristiche dei cinescopi sono state ancora migliorate dal punto di vista ottico ed elettrico rivestendo la faccia interna dello schermo con uno strato di alluminio di spessore 500 Angstrom. Tale strato metallico è opaco alla luce ma permette il passaggio degli elettroni. Esso impedisce quindi la diffusione della luce all'interno del cinescopio, aumentando il rendimento ottico dello schermo e migliorando il contrasto. Dal punto di vista elettrico lo strato metallico migliora e rende uniforme il campo elettrico nella zona di arrivo del raggio catodico e protegge lo schermo dall'effetto distruttore degli ioni.

Tali vantaggi sono ancora più notevoli nei cinescopi per proiezione in cui le tensioni di accelerazione e le intensità luminose sono più elevate.

I moderni tubi di proiezione permettono di ottenere su grandi schermi immagini aventi luminosità dello stesso ordine di quella richiesta nelle proiezioni cinematografiche di qualità. Ad esempio, impiegando un'ottica tipo Schmidt con specchio sferico di 43", cinescopio di 15" e tensione di accelerazione di 80 kV, è possibile ottenere su uno schermo di 5,50 metri x 7 metri una immagine avente luminosità di 7-14 foot-lambert.

TELEVISIONE A COLORI

La televisione a colori è stata oggetto di accurati studi e ricerche in questi ultimi anni. Data la diffusione oggi raggiunta dalla televisione in bianco e nero, è sommamente desiderabile che qualsiasi sistema di televisione a colori sia compatibile con l'attuale sistema in bianco e nero, e che l'aggiunta del colore non avvenga a detrimento della qualità.

Un sistema di televisione a colori si dice « compatibile » se il segnale a colori può essere ricevuto in bianco e nero con gli attuali ricevitori e se i ricevitori a colori possono ricevere l'attuale segnale in bianco e nero.

Mentre un solo parametro è sufficiente per la rappresentazione di un elemento di un'immagine in bianco e nero, cioè la sua intensità luminosa, tre parametri sono necessari per rappresentare l'elemento di un'immagine a colori. Una terna di parametri particolarmente adatta allo scopo è costituita dalla intensità luminosa, dalla tinta e dalla saturazione. La tinta è qui la caratteristica spettrale del colore, mentre la saturazione è proporzionale al colore spettrale che è necessario aggiungere al bianco per ottenere il colore dell'elemento di un'immagine.

D'altra parte le quantità di luce rossa, verde e blu da tre sorgenti standard che combinate producano la stessa sensazione visiva dell'elemento dell'immagine colorata, possono costituire un'altra terna di parametri sufficienti a rappresentare l'elemento stesso.

Da quanto sopra è evidente che, comunque sia specificato un elemento colorato, per la sua rappresentazione sarà richiesta un'informazione tripla di quella occorrente per rappresentare un elemento in bianco e nero. Fortunatamente, però, l'occhio umano percepisce differenze di colore con una sensibilità circa metà di quella con cui percepisce differenze di intensità luminose. In pratica, pertanto, un sistema di trasmissione a colori richiede una capacità di informazione soltanto doppia — e non tripla — di quella necessaria nella trasmissione in bianco e nero, potendo, nella trasmissione dei segnali rappresentanti la tinta e la saturazione, scegliersi elementi di area doppia di quelli scelti per i segnali rappresentanti l'intensità luminosa.

Non tutti i sistemi di televisione a colori possono sfruttare la suddetta caratteristica dell'occhio umano rispetto al colore, onde economizzare nella larghezza di banda di trasmissione. Tale è appunto il caso del sistema a « sequenza di campi » già accettato dalla Federal Communications Commission per il servizio di diffusione negli Stati Uniti d'America.

Nel sistema a sequenza di campi, le immagini colorate elementari, rossa, verde e blu, vengono ottenute disponendo nella camera di presa, nel percorso ottico delle immagini, un disco rotante composto di tre settori ciascuno dei quali costituisce un filtro per uno dei colori fondamentali. In successione di tempo vengono così ottenuti i segnali corrispondenti alle tre immagini elementari e da ciò il sistema trae il suo nome. Nel ricevitore i segnali sono applicati a un cinescopio normale davanti al quale ruota un disco a settori filtranti per i tre colori fondamentali. La rotazione di tale disco è mantenuta in sincronismo con quella dell'analogo disco applicato alla camera di presa. La persistenza della visione produce la fusione delle tre immagini elementari in una immagine colorata della scena originale.

Nel sistema in parola, per assicurare le stesse caratteristiche di risoluzione e sfarfallio corrispondenti allo standard della televisione in bianco e nero, è necessario triplicare la larghezza di banda del segnale video. Di fatto, però, con lo standard adoperato dalla Federal Communications Commission, la larghezza di banda del segnale video è limitata a quella disponibile in un canale standard di 6 MHz, riducendo — rispetto allo standard in bianco e nero — la frequenza di campo nel rapporto 48/60, il numero delle linee nel rapporto 405/525 e la risoluzione orizzontale nel rapporto 57/100. Il prodotto di questi tre fattori dà, infatti, l'atteso numero di 1/3. Con tale sistema il passaggio dalla televisione in bianco e nero a quella a colori è effettuato a costo di una considerevole riduzione di dettaglio dell'immagine e di un abbassamento della luminosità dell'immagine stessa per ottenere uno sfarfallio tollerabile. Ma, ciò che è più importante, un attuale ricevitore in bianco e nero non può ricevere la trasmissione a colori col sistema in parola a causa della diversità di frequenza di esplorazione verticale ed orizzontale nel ricevitore e nel trasmettitore. Pertanto, il sistema di televisione a sequenza di campi sopra descritto è incompatibile.

Questi difetti fondamentali hanno dato lo stimolo ad intense ricerche in America nel campo della televisione a colori onde stabilire un sistema soddisfacente basato sulle seguenti caratteristiche:

1) completa compatibilità con gli esistenti ricevitori televisivi senza infirmare la risoluzione ottenibile con lo standard attuale in bianco e nero;

2) larghezza di banda del canale di televisione di 6 MHz e corrispondente larghezza di banda del segnale video di 4 MHz;

3) fedeltà dell'immagine a colori paragonabile a quella dell'immagine in bianco e nero;

4) tollerabilità dello sfarfallio.

Un sistema di televisione a colori, che, nella trasmissione delle immagini tenga conto della caratteristica sopramenzionata dell'occhio umano nella discriminazione del colore, può rispondere in modo soddisfacente ai quattro requisiti sopra menzionati.

Le ricerche al riguardo sono state coronate da successo, ed infatti, l'industria americana ha già realizzato apparecchiature riceventi e trasmittenti che stanno superando la fase sperimentale.

Nella camera di presa di tali apparecchiature sono montati tre tubi di presa a cui con mezzi ottici di separazione sono inviate le immagini parziali dei tre colori fondamentali, rosso, verde e blu. La camera di presa fornisce tre segnali video completi che sono nelle apparecchiature successive opportunamente tra loro combinati sì da comprimere in 4 MHz. le informazioni necessarie per la loro ricostruzione al ricevitore.

I tre segnali sommati dànno la informazione di intensità che da sola sarebbe sufficiente per la ricostruzione della immagine in bianco e nero. Ciascuno dei tre segnali, dopo aver attraversato un filtro passa-basso, viene applicato a tre modulatori distinti, sfasati tra loro di 120°, in cui avviene la modulazione di una subportante a frequenza di 3,58 MHz. Eliminata mediante filtri la subportante non modulata, i tre segnali sono sommati tra loro e con il segnale di intensità sopra definito. Il segnale complessivo così ottenuto viene trasmesso. Il segnale di colore, ossia la somma delle tre uscite dei modulatori, presenta le seguenti caratteristiche: con la fase rappresenta la tinta e con la sua ampiezza riferita all'ampiezza del segnale di intensità rappresenta la saturazione. Per una immagine in bianco e nero il segnale di colore è nullo, e la informazione è rappresentata dal solo segnale di intensità.

Nel ricevitore a colori, dopo la rivelazione, il segnale video è inviato ad un filtro passa-banda che separa il segnale di colore dal segnale di intensità. Il segnale di colore è inviato contemporaneamente a tre demodulatori il cui oscillatore locale è esattamente sincronizzato in frequenza e fase con il corrispondente oscillatore del trasmettitore. I segnali di uscita di questi demodulatori rappresentano le differenze tra i segnali forniti delle camere da presa, verde, blu e rossa, ed il segnale di intensità. Supponendo ora di disporre un cinescopio munito di tre raggi elettronici ciascuno scrivente in uno dei tre colori fondamentali, si applicherà in parallelo alle tre griglie di controllo dei raggi il segnale di intensità ed a ciascuna griglia separatamente il corrispondente segnale di colore. In tal modo i raggi rosso, verde e blu del cinescopio sono modulati con un segnale esattamente corrispondente a quello della camera di presa del rispettivo colore, e sullo schermo viene riprodotta l'immagine originale.

Quando un ricevitore di tale tipo riceve un segnale in bianco e nero, il segnale di colore risulterà identico per i tre raggi e sullo schermo sarà ottenuta un'immagine in bianco e nero.

Abbiamo precedentemente supposto di disporre di un cinescopio a tre raggi, ciascuno dei quali scriva sullo schermo uno dei colori fondamentali. Tale risultato può evidentemente ottenersi impiegando tre cinescopii distinti con fosfori verde, rosso e blu, e soprapponendo con mezzi ottici le immagini da essi ottenute. Un dispositivo di tale tipo sarebbe adatto per proiezione, ma risulterebbe troppo ingombrante e costoso per ricevitori domestici. Era quindi necessario costruire un'unità per riproduzione a colori contenuta in un singolo involucro di dimensioni paragonabili a quelle di un normale cinescopio in bianco e nero e di facile impiego. In America, allo scopo, furono sperimentati diversi tipi di cinescopio a colori, ed il tipo « Three-gun shadow-mask » è tutt'ora considerato il più promettente, sia dal punto di vista delle caratteristiche tecniche, sia da quello della possibilità di costruzione in serie.

In questo tipo, nelle immediate vicinanze dello schermo, è disposta una maschera costituita da un sottile foglio metallico di lega rame-nichel in cui sono uniformemente distribuiti 195.000 forellini circolari a bordi smussati. Sullo schermo, costruito da una lastra di vetro piana, posta nell'interno del tubo, sono depositati 195.000 punti di fosforo rosso, 195.000 punti di fosforo verde e 195.000 punti di fosforo blu. Ogni terna di punti dei tre colori è disposta, sempre nello stesso ordine, ai vertici di un triangolo equilatero, ed i triangoli equilateri sono disposti in modo tale che la normale allo schermo, al centro di ciascun triangolo, passi per il centro di uno dei fori della maschera. I triangoli equilateri sono inoltre tutti orientati sullo schermo in modo che la linea che congiunge il centro di un punto rosso con il centro del corrispondente foro della maschera abbia la stessa direzione in tutti i punti rossi dello schermo. Lo stesso dicasi per i fosfori verdi e blu. Con tre raggi catodici che esplorino lo schermo — ciascun raggio mantenendo la direzione di arrivo sempre coincidente con una delle tre direzioni sopra definite — si stabilisce la corrispondenza tra i tre raggi ed i tre colori dello schermo. Modulando ciascuno dei tre raggi con il segnale di intensità ed il corrispondente segnale di colore, si ottiene sullo schermo la riproduzione fedele dell'immagine vista dalla camera di presa.

Come è facile comprendere dalla descrizione, le difficoltà incontrate nella realizzazione di tale cinescopio tricolore sono state enormi, esse però sono state superate ed attualmente piccole serie di tali tubi sono state costruite e sperimentate con ottimi risultati.

(il testo segue a pag. 9/55)

VOGLIO VEDERE ANCH'IO!

TELEVISIONE DILETTANTISTICA

PROGETTO DEGLI ALIMENTATORI

di GIORGIO VOLPI (i1CEO)

Inizio, con questo articolo, il progetto degli alimentatori necessari al funzionamento dei nostri televisori.

So già che qualche impaziente vorrebbe che sorvolassi ciò per passare agli schemi del ricevitore ecc.; ma poichè mi sono ripromesso di aiutare tutti, anche i meno esperti, devo, perlomeno, darvi un'idea delle tensioni e delle correnti in gioco perchè vi possiate mettere in condizione di alimentare i vostri ricevitori chè, altrimenti, non potendo funzionare nè a benzina nè a gas, resterebbero inesorabilmente muti, anzi... ciechi!

Abbozzerò, dapprima, un alimentatore con materiale di ricupero e poi quello, diciamo, ideale che potrebbe servire per tutti i ricevitori che descriverò.

Occorrono:

Per l'alimentazione di tutti i filamenti circa 7-8 A a 6,3 V.

Per l'alimentazione del ricevitore video circa 60 mA a 170 V.

Per l'alimentazione del ricevitore audio circa 50 mA a 250 V.

Per l'alimentazione degli assi dei tempi e relativi amplificatori:

a) 20 mA a 250 V per il primo e secondo gruppo;

b) 50 mA a 400 V per il terzo gruppo;

c) 100 mA a 400 V per il quarto gruppo.

Come vedete la parte variabile è quella dello chassis per assi dei tempi e relativi amplificatori nonchè per l'alimentazione A.T. del tubo RC (d'ora in poi la chiameremo E.A.T. cioè extra alta tensione, per distinguerla dalla normale).

Per la catena audio e video occorrerà quindi un trasformatore da circa 100 mA 2×320 V e, poichè qualcuno potrebbe possedere più facilmente qualche trasformatore normale per apparecchi radio potrebe scindere le due alimentazioni usando due normali trasformatori 2×320 V, 60 mA: uno per il video ed uno per l'audio (per il video bastano 2×270 V) con relativa raddrizzatrice e filamento separato.

Prevengo subito che coloro che posseggono già questi pezzi utilizzabili e non scelgono la soluzione di un unico, grande trasformatore, come dirò appresso, faranno bene a non avvicinare mai, **ripeto mai,** l'alimentatore al tubo RC poichè i flussi elettromagnetici dispersi sarebbero tali e tanti da non sapere più come neutralizzarli e comprometterebbero inevitabilmente l'immagine. « Cave canem » quindi, cioè « alla larga dai trasformatori e dalle impedenze di filtro »; un metro od anche due di distanza saranno una buona precauzione anche a costo di usare cavi di alimentazione per i filamenti, di sezione notevole per non avere apprezzabili cadute di tensione.

Riassumendo: l'alimentatore per i ricevitori del 1° e 2° gruppo sarà così composto:

a) 1 trasformatore normale per ricevitore radio con relativa raddrizzatrice per il canale video;

b) idem come sopra il canale suono;

c) un terzo trasformatore (2×350 V, 5 mA) oppure meglio un piccolo trasformatore appositamente costruito con un secondario da 1000 a 2500 V, 5 mA, secondo le tensioni E.A.T. di alimentazione del tubo RC scelto;

d) l'alimentazione degli assi dei tempi verrà caricata sul meno carico dei due primi alimentatori o suddivisa fra i due.

Lo schema generico del complesso è in fig. 1.

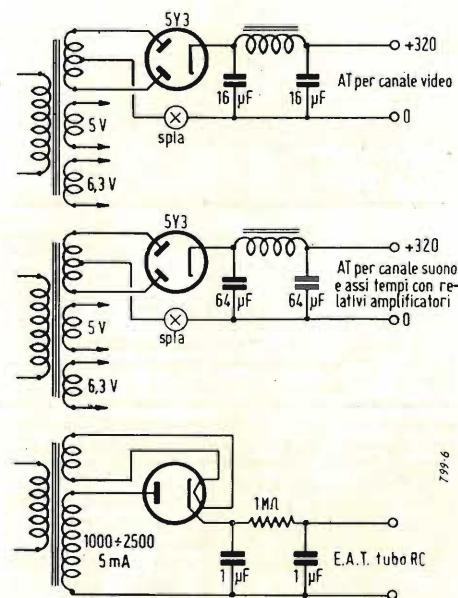



Fig. 1. - Alimentatore con materiale di ricupero per il 1° e il 2° gruppo. Tubo a RC fino a 5 pollici (12,5 cm). Il trasformatore extra alta tensione (E.A.T.) deve essere adatto al tubo scelto.

Una soluzione economica, anche se un po' laboriosa, è presentata a fig. 2a) dove con un solo trasformatore si possono ottenere tensioni sufficienti sia per alimentare l'E.A.T. del tubo RC sia per gli assi dei tempi e gli amplificatori qualora si vogliano usare tubi a deviazione elettrostatica di grande diametro (tipo 7JP4 - 8JP4) dove occorrono tensioni notevoli per la deviazione completa del raggio. Questo alimentatore serve quindi particolarmente bene per i ricevitori del 3° gruppo con tubo fino ad 8 pollici.

Con un solo trasformatore che dia 2×330 V e 100 mA circa (tipo usato per amplificatori) si possono avere tutte le tensioni volute. L'unica accortezza è di non avere una « massa » unica; ma tenere i catodi **sollevati** dalla massa per quelle valvole che richiedono tensioni elevate.

A titolo di esempio in fig. 2b) sono segnati 3 circuiti a resistenza e capacità, nei quali la prima valvola (V_1) richiede una tensione anodica di 350 V; la seconda ne richiede 700 mentre la terza che potrebbe essere anche il tubo RC) ne richiede 1400. E' evidente che il catodo della V_3 si trova a —700 V rispetto a quello della V_1 e V_2 e quindi a —1400 V rispetto al + massimo. E' anche evidente che l'alimentazione dei filamenti per le valvole nella condizione di V_3 deve essere separata poichè, altrimenti, tra catodo e filamento della V_3 esisterebbe una differenza di potenziale di 700 V, il che provocherebbe il corto circuito fra i due elettrodi, non sufficientemente isolati.

Il circuito della fig. 2, come molti avranno notato, funziona a doppiamento di tensione. Le raddrizzatrici EZ4 sono le più adatte ed il loro filamento va alimentato separatamente. Anche le EX40 vanno bene, oppure anche delle semplici 5Y3 purchè il loro filamento sia separato e alimentato con due secondari separati.

Si potrebbero usare anche raddrizzatori al selenio ma occorrerebbero circa 40 piastre per ciascuno e l'economia che si voleva realizzare sarebbe compromessa.

Il filtraggio di questo tipo di alimentatore è piuttosto costoso, ma se si tiene presente che si risparmiano due trasformatori e una raddrizzatrice rispetto alla fig. 1 il vantaggio diventa notevole.

La disposizione dei pezzi è assolutamente libera ed ognuno si può sbizzarrire. Consiglio, comunque, di provvedere prese e spinotti in abbondanza per poter alimentare separatamente o staccare a volontà, i vari chassis senza essere legati dai collegamenti.

Se gli zoccoli di uscita saranno in ceramica sarete più sicuri che non vi scoccheranno noiose scariche verso massa o tra i piedini. I cavi, sotto gomma, dovranno avere una lunghezza di 1,5 - 2 metri e una sezione per i filamenti di almeno 1,5 mm per ogni 4-5 A di corrente.

Avrete notato che i secondari B.F. a 6,3 V **non** sono collegati con un capo a massa come si usa di solito; attenzione a non farlo; i fili di massa devono servire solo a quello scopo e non devono portare correnti di ritorno dell'alimentazione dei filamenti, ciò vi eviterà molte noie e ronzii molesti. Un capo del filamento andrà sì a massa ma nei punti che verranno indicati in seguito.

Potrete anche disporre che l'ultimo dei condensatori di filtro, quello, diciamo, di uscita dell'alimentatore, si trovi, anzichè sullo chassis dell'alimentatore stesso, sui rispettivi chassis di utilizzazione; questo vi eviterà, forse, qualche innesco dovuto all'accoppiamento dei cavi A.T. prima del blocco verso massa.

Noterete anche che su ogni ritorno A.T. vi è una lampadina spia da 6,3 V, 0,3 A (o due in parallelo); costa poco e serve molto risparmiandovi la raddrizzatrice ed il trasformatore in caso di corti circuiti e può dirvi in ogni istante, appena avrete fatto l'occhio, se la corrente consumata è normale. Ricordate che, appena accendete, la spia farà un guizzo di luce; niente paura, si saranno caricati i condensatori elettrolitici.

Per le impedenze di filtro dovrete regolarvi secondo l'A.T. di cui disponete e la caduta che volete provocare; la legge di Ohm vi risolverà ogni problema in questo caso. Per ottenere cadute di tensione superiori a quelle causatevi dall'impedenza, usate pure resistenze di wattaggio adeguato. Nelle impedenze usate filo da 0,20 per alimentazioni separate e da 0,35 per alimentazione unica.

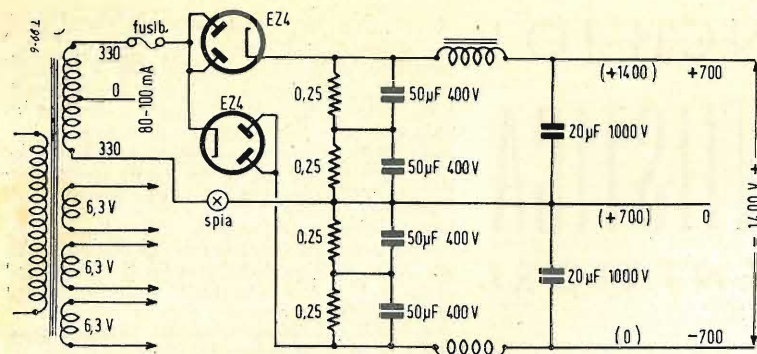



Fig. 2 a). - Alimentatore economico per il 1° e il 2° gruppo con tubo fino a 5 pollici.

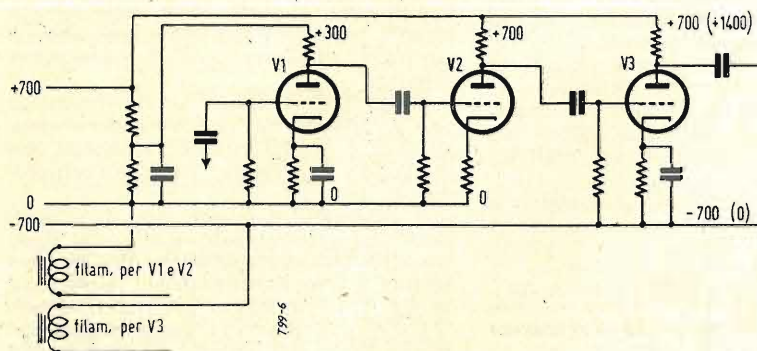



Fig. 2 b). - Esempio di utilizzazione del circuito alimentatore economico di fig. 2 a).

Evitate le saturazioni dei nuclei di ferro lasciando un traferro di 0,2 - 0,4 mm.

Chi non possedesse il materiale di cui sopra può ancora scegliere la soluzione di fig. 3 che, se anche rappresenta un pericolo a causa del fatto che un capo della rete c.a. si trova collegato allo chassis, è la soluzione più economica e completa poichè il trasformatore risulta assai economico e qualsiasi eventuale richiesta supplementare di corrente, essendo appagata dal primario in autotrasformatore non carica che in modo trascurabile e solo su una porzione del trasformatore permettendo economia di ferro e rame.

Inoltre i raddrizzatori sono pressochè eterni e se si predispone un dispositivo di sicurezza, vedi lampadina, non corrono alcun pericolo potendo sopportare punte istantanee anche di 1 A.

I dati sommari del trasformatore sono già descritti nella fig. 3. L'E.A.T. per il tubo RC non è segnata nello schema poichè per i tubi da 7 pollici ed oltre cioè con E.A.T. di 5 kV ed oltre conviene adottare il sistema suggerito più avanti.

Chi volesse, anzichè usare l'autotrasformatore di tav. 3 usare un trasformatore classico può farlo benissimo; ma incorrerà in due inconvenienti: ingombro e prezzo. Il secondario A.T. dovrà avere 2×420 V a 180-200 mA circa. La raddrizzatrice sarà una 5U4 o 5Z3 o 5X4 caricate al massimo delle loro possibilità. Un parallelo sarà preferibile.

* * *

Dal momento che siamo in tema di alimentatori descriverò anche quello per l'E.A.T. del tubo RC, per tubi elettrostatici e magnetici di diametro dai 7 ai 16 pollici, preavvisando, però, che non dovrà essere costruito sullo chassis alimentatore, ma su quello dell'asse dei tempi e accuratamente schermato.

Lo descrivo ora perchè qualche amatore che avrà realizzato per tempo gli alimentatori avrà tempo d'avanzo e potrà cimentarsi e perfezionarsi in questo montaggio, che presenta discrete difficoltà, realizzandolo in modo embrionale prima di passare al montaggio definitivo.

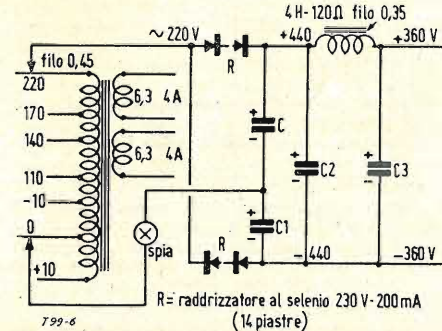



Fig. 3. - Alimentatore per il 3° e il 4° gruppo. Il trasformatore ha nucleo di ferro di circa 10 cm^2 sul primario 10 spire/volt, sul secondario 11 spire/volt. Altri valori C, $C1$ = 2×32 μF, 350 V lavoro; $C2$ = 2×32 μF, 450 V lavoro; $C3$ = 32 μF, 450 V lavoro.

Questo montaggio, niente affatto pericoloso, permetterà di prendere confidenza con le E.A.T. dell'ordine di 5-10 kV, studiandone gli effetti, perfezionarsi negli isolamenti e nei materiali necessari per ottenerli.

Il circuito è un semplice oscillatore a radio frequenza, montato in autotrasformatore, oscillante a 100-150 kHz (attenti a non disturbare troppo i vicini!).

La valvola oscillatrice è un comune pentodo di potenza; potrete usare 1 6V6, 6L6, 6T, 6TP, EL3, EL38, EL41, EL6 e altre similari; i risultati saranno sempre soddisfacenti. La bobina oscillatrice dovrà essere eseguita su cartone bachelizzato (meglio se su ceramica) con un diametro di 25÷35 mm. Le bobine saranno a nido d'ape tranne quella per l'accensione del filamento della raddrizzatrice E.A.T., montate nel seguente ordine (vedi fig. 4):

1) Bobina di accensione della raddrizzatrice; sarà composta di circa 3 spire (se usate la 1B3) o di 10-15 spire (se usate la EY51 Philips) con filo da 0,3 smalto e avvolta alla rinfusa e nastrata con seta sterling. Questa bobina sarà più o meno accoppiabile alla successiva onde ottenere il giusto grado di accensione della valvola. Sarà meglio abbondare un poco in numero di spire onde poterla tenere un poco distante per evitare scintille.

2) Bobina di placca dell'oscillatrice composta di 350÷500 spire di filo litz, avvolta a nido d'ape.

3) Bobine per autotrasformatore E.A.T. composte di filo 0,1 mm smalto-seta in numero variabile secondo l'E.A.T. che si desidera ottenere.

Dette bobine saranno di 500 spire ciascuna tenendo presente che forniranno circa 1000 V ciascuna oltre, si intende, quella di placca dell'oscillatrice che, già da sola, fornirà un migliaio di volt al suo lato caldo (placca dell'oscillatrice).

Con 6 bobine oltre quella di placca, si otterranno circa 7000 V. Ogni bobina larga circa 4-5 mm dovrà essere distanziata di circa 5 mm dalle vicine altrimenti scoccheranno scintille tra l'una e l'altra che danneggeranno gli avvolgimenti, inoltre dovranno essere impregnate di vernice isolante (Q Dope o polistirene liquido) adatta per A.F.

4) Alla fine, pure accoppiabile a volontà, la bobina di reazione (griglia) circa ⅓ di quella di placca (100-150 spire), ben isolata e separata da una parete di mica o di sottile bachelite o, meglio, di seta sterlingata onde evitare le solite scintille.

Prove:

Montato il circuito potete subito accertarvi se oscilla (se mai invertite la reazione) misurando la tensione negativa che si sarà formata sulla griglia della valvola oscillatrice; provate, prima, applicando una tensione ridotta (ad es. 100-150 V).

Avvicinando poi la punta di una matita appena temperata, tenendola in mano dalla parte del legno **(tenete l'altra mano in tasca,** per prudenza!) avvicinatela al lato caldo dell'autotrasformatore (punto C sulla fig. 4a); dovrà scoccare una scintilla che formerà un arco sempre più lungo man mano che vi allontanate e che si spegnerà ad una certa distanza. Dalla lunghezza di questo arco potrete approssimativamente rendervi conto della tensione calcolando circa 1000 V per ogni millimetro di arco.

Variando la capacità di accordo (500-1000 pF) potrete variare entro limiti abbastanza ampi l'E.A.T. variando la frequenza e lo stato oscillatorio della valvola. A questo punto costruite la bobinetta di poche spire e applicate ai suoi capi una lampadina da 6 V, 0,1 A, avvicinatela alla bobina di placca fino a farla accendere (senza bruciarla!) poi fissate la bobina e applicate, al posto della lampadina, il filamento della raddrizzatrice (1B3 o EY51) accendendola al giusto valore. Collegate la valvola come nello schema e ne avrete l'E.A.T. raddrizzata che filtrerete con i condensatori isolati a 10 kV, da 500 pF, che potrete eventualmente costruire voi stessi facendo una serie di condensatori a mica da 5000 pF isolati a 1000 V.

Fig. 4 a). - Alimentatore a radio-frequenza per E.A.T. del tubo R.C.

Fig. 4 b). - Realizzazione pratica dell'oscillatore-autotrasformatore per l'E.A.T.

Con questo circuito potrete, quando lo avrete perfezionato in modo che non avvengano scintille ed effluvii, alimentare l'E.A.T. del tubo RC e, con un partitore che descriverò in seguito, anche gli anodi a potenziale più basso. Ricordate che non si possono richiedere più di 200 μA di corrente e tale è il consumo massimo dei tubi RC.

Nella fig. 4 è indicato anche il modo di misurare la tensione raddrizzata usando uno strumento di non oltre 500 μA fondo scala (meglio se di 200 μA) onde avere una lettura facile.

In serie porrete una serie di resistenze da 10 MΩ (si trovano facilmente) fino ad avere 100 MΩ. Lo strumento indicherà una corrente di 10 μA ogni 1000 V di tensione. Potrete usare uno strumento anche meno sensibile ma sconsiglio di usare una resistenza in serie inferiore ai 50 MΩ.

Questo circuito, quando verrà rifatto sullo chassis adatto, quello dell'asse tempi, dovrà essere **accuratissimamente** schermato.

Vi dò, intanto, un elenco dei tubi RC da me usati, tutti con ottima soddisfazione, per ricevere le emissioni di Radio Torino:

a) DG7/2 (Philips) colore verde, placche dissimmetriche;
b) DG9/3 (Philips) colore verde, placche simmetriche (9 cm);
c) 5BP1 (Du Mont) colore verde, placche simmetriche (12,5 cm);
d) 7JP4 (N.U.) colore bianco, placche simmetriche (17,5 cm);
e) 8JP4 (N.U.) colore bianco, placche simmetriche (20 cm);
tutti a deviazione elettrostatica.
f) MW22 (Philips) 22 cm;
g) MW31 (Philips) 31 cm;
h) 10BP4 (N.U.) 25 cm;
i) 12BP4 (N.U.) 30 cm;
l) 16TP4 (N.U.) rettangolare 40 cm;
tutti a deviazione elettromagnetica.

Tengo ad informare i più dubbiosi e meno abbienti che la soddisfazione di ricevere con i tubi da 7 cm in verde non è minore di quella di una ricezione col 16TP4 e che i particolari dell'immagine ed i contrasti sono soddisfacentissimi anche con i tubi più piccoli.

Naturalmente bisognerà stare assai vicini al tubo RC quando questo è piccolo ma non guasta.

Nel prossimo articolo descriverò il ricevitore video per tutti i gruppi ed ora... al lavoro. *

RELAZIONE SULL'ASSEMBLEA DEL C.N.T.T.

TENUTASI IN MILANO IL 28 GENNAIO 1952

Il Presidente ing. A. V. Castellani svolgendo il n. 1 dell'o.d.g. riassume l'attività svolta nel triennio 1949-51 dal C.N.T.T. i punti salienti della quale sono la Esposizione e il I Congresso internazionale di T.V. a Milano, la preparazione delle norme T.V. e la definizione dello Standard per l'Italia, la creazione di un Corso libero di T.V. per laureati e diplomati nel campo dell'insegnamento tecnico; quindi al comma **b**) dà notizia che il C.N.T.T., come unico associato italiano al C.I.T., potrà essere il solo distributore per l'Italia delle licenze internazionali di fabbricazione a tutte quelle industrie che aderiranno alla I.L.P. (International License Pool) dietro il pagamento di un modestissimo canone. Sorge una lunga discussione promossa dai rappresentanti dell'A.N.I.E. che rivendicano a quest'ultima Associazione il compito di svolgere tutte le trattative di carattere industriale e commerciale. Poichè l'accordo non viene raggiunto si rimanda questo argomento alla fine dell'assemblea, dopo che fosse esaurito l'o.d.g.

Il Presidente ing. Castellani procedendo al comma **c**) del n. 1 propone la costituzione di tre commissioni di studio nazionali: Commissione per l'insegnamento tecnico, Commissione industriale, Commissione commerciale, e richiede che i presenti si consultino per la nomina dei tre relativi presidenti. Anche questo argomento viene rinviato successivamente alla nomina del Comitato esecutivo.

Viene quindi approvato, seguendo il n. 2 dell'o.d.g., il bilancio consuntivo del triennio 1949-51 e viene riconosciuta la necessità di elevare il canone di iscrizione degli associati, in quanto le entrate per la passata gestione non sono state sufficienti a coprire le spese; il presidente Castellani ha anticipato L. 187.000 di sua proprietà per tamponare il deficit. Su proposta del vice presidente ing. Novellone le nuove quote verranno fissate dopo che si sarà proceduto alla compilazione del preventivo di spese per il prossimo triennio.

Passando al n. 3 dell'o.d.g. i presenti procedono alla nomina dei membri del comitato esecutivo del C.N.T.T.: 10 persone tra le quali il Presidente e il vice Presidente dell'esecutivo uscente (ing. A. V. Castellani e ing. A. Novellone). Quindi l'esecutivo procede alla nomina del nuovo presidente del C.N.T.T. e la scelta cade sulla persona dell'ing. Eugenio Gnesutta. Vice Presidente del C.N.T.T. viene confermato l'ing. A. Novellone.

Si conclude infine che per le quistioni rimaste in sospeso deciderà l'Assemblea in seguito sotto la guida del nuovo Presidente. *

TRASMISSIONI TV PER SALE CINEMATOGRAFICHE.

E' terminata in questi giorni la costruzione di un grande teatro all'aperto a Jones Beach, elegante spiaggia ad una ventina di km da New York, capace di contenere circa diecimila spettatori. Tale teatro verrà attrezzato per effettuare contemporaneamente allo spettacolo alla presenza del pubblico, la ripresa televisiva che verrà inviata, tramite una rete di ponti-radio ad un gruppo di 63 cinematografi degli Stati Uniti, muniti di speciali proiettori TV.

ALLA PROSSIMA FIERA DI MILANO

la televisione italiana presenterà i primi modelli della produzione radioelettrica nazionale. L'attesa del pubblico italiano è enorme e molte ditte hanno già ricevuto centinaia di prenotazioni.

ACCORDO ITALO-INGLESE PER LA PRODUZIONE DI RICEVITORI TV

Nello scorso mese di gennaio la notissima Ditta inglese PYE di Cambridge, ha ratificato un accordo per la concessione della licenza di fabbricazione dei suoi televisori di vario tipo (sullo standard europeo C.C.I.R. 625 righe) alla Società Industriale Cozzi Dell'Aquila (Radio Minerva) di Milano.

CONFERENZA DI ZWORYKIN

(*segue da pag. 6/52*)

Il perfezionamento degli elementi tutti di questo tubo tricromo, come anche delle altre apparecchiature nel sistema di televisione a colori compatibile ora descritto, ha richiesto un lavoro imponente. Epperò, i risultati ottenuti con trasmissioni sperimentali a colori sono stati molto lusinghieri ed hanno confermato la speranza che in un prossimo futuro tale sistema possa integrare il sistema di televisione attuale in bianco e nero.

Non è possibile prevedere tutti gli sviluppi che potranno avere luogo nel campo della televisione anche nel futuro immediato. La televisione si espande in tutto il continente nord-americano, raggiungendo la più remota abitazione. Un passo avanti si sarà fatto quando si sarà realizzato lo scambio di programmi tra i vari paesi continenti; e allora la televisione internazionale costituirà un mezzo potente di comprensione e di cooperazione tra i popoli.

ERRATA - CORRIGE

Si prega di prendere nota che, nell'articolo *Le caratteristiche tecniche ufficiali dello standard TV 625 righe adottato dall'Italia*, a pag. 7/25, colonna terza, riga sesta, occorre leggere ± 50 kHz in luogo di ± 50 Hz e che, a pag. 8/26, colonna terza, capoverso 7), occorre leggere: Il valore di (*e*), anzichè: Il valore di (*a*).

ANCORA SUL PROBLEMA DEI TECNICI TV

Nello scorso numero abbiamo accennato in questa stessa rubrica all'assillante problema che preoccupa non poco la nostra industria e sopratutto il commercio radioelettrico per la poco o nessuna disponibilità di specializzati nella tecnica TV.

Purtroppo tale problema, che già esisteva palese da parecchio tempo ma che nessuno o ben pochi avevano ritenuto conveniente di affrontare all'origine con un desiderabile spirito di previdenza, si è oggi manifestato in tutta la sua gravità con l'avvicinarsi rapido di una prossima prevedibile intensa attività nel settore televisivo.

Si tratta ora di considerare con la massima serenità tale problema, cercando di trovare una soluzione che sia ad un tempo la più rapida, la più efficente e la più aderente alle necessità presenti ed alle possibilità materiali dell'individuo desideroso di specializzarsi nella tecnica TV.

Nell'espressione « possibilità materiali » dell'individuo si sottintendono tre fondamentali fattori:

a) Possibilità logistiche: non si può pretendere che un individuo si rechi quotidianamente od anche settimanalmente presso una scuola lontana dal proprio centro di vita.

b) Anche nel caso in cui la scuola sia a relativa portata di mano, è molto duro ed affaticante dedicare ad orario fisso serale o domenicale tutte, o quasi tutte le ore di riposo alla frequenza delle lezioni di un Corso che si svolge inesorabilmente con continuità. Un'assenza più o meno prolungata, dovuta a malattia od a impedimenti imprevisti fa perdere il filo dell'istruzione a scapito dell'efficenza della stessa.

c) Possibilità economiche: il valore, l'efficenza ed i risultati pratici di una buona scuola sono necessariamente legati ai mezzi ed al costo della sua organizzazione. In modo particolare la tecnica TV costituisce oggi una sorta di « primizia » fra le varie « tecniche » già note, ciò che porta ovviamente a maggiori spese di organizzazione e di funzionamento della scuola stessa.

* * *

Non si deve d'altronde poter dire che una scuola per quanto bene organizzata con metodi moderni, possa « fabbricare » tecnici specializzati, come forse qualcuno può essere tentato a ritenere, in quattro e quattr'otto. Occorre sempre un tempo ragionevole per impartire una buona e duratura cultura, in qualsiasi campo, tanto più nella TV ove si riscontrano fenomeni e metodi un po' meno familiari. Tutto sta ad utilizzare bene il poco tempo a disposizione dell'allievo nei periodi di libertà e riposo, lasciandolo esso stesso arbitro della migliore utilizzazione di questo tempo dedicato alla sua istruzione.

Dalle considerazioni che precedono si giunge alla conclusione (conclusione già da tempo raggiunta anche in altri Paesi ove la necessità di numerosi e buoni tecnici TV si è già fatta sentire) che nel nostro caso particolare ed attuale della TV, **l'insegnamento per corrispondenza**, se ben organizzato con serietà e competenza, può condurre a dei magnifici risultati, come efficenza, comodità e celerità d'istruzione.

Sciogliendo una promessa fatta nello scorso numero ai nostri lettori siamo oggi in grado di informarli che proprio in questi giorni si è venuta realizzando una scuola per corrispondenza che ha preso il nome di **Corso Nazionale per Corrispondenza** che possiede tutte le premesse necessarie sopra accennate e che pertanto può ispirare la massima fiducia in tutti i radiotecnici che si vorranno iscrivere.

Tale Corso è infatti indirizzato a chi già conosce le basi della radiotecnica corrente e desidera istruirsi a fondo anche nella tecnica TV.

Dal programma pubblicato in questi giorni da tale Corso di TV per corrispondenza, risulta che il tono dell'insegnamento non sarà di grado elevatissimo, irto di formule e processi matematici comprensibili solo a chi possegga già un'alta cultura, ma ben facilmente accessibile a tutti i radiotecnici di media cultura, pur non scendendo mai ad un livello troppo basso od elementare.

Sarà, vogliamo fermamente sperarlo, proprio il corso tecnico da tanto tempo desiderato, con tono d'insegnamento di media levatura, ma completo ed esauriente entro tutto il vasto ed intricato complesso della tecnica TV.

Dovrà insegnare al costruttore come funziona, come si progetta e si collauda un ricevitore TV, al riparatore come si ricercano i guasti e come si rimette a punto un ricevitore TV, all'istallatore come si sceglie e si monta un'antenna TV semplice, multipla o centralizzata; tutto ciò naturalmente completato da un ampio corredo di cognizioni e dati tecnici generali e particolari che faranno del corso, oltre che il mezzo per divenire un ottimo specialista in televisione, anche una preziosa guida per tutta l'attività futura dell'allievo.

Infatti il testo delle 60 lezioni è suddiviso in 12 fascicoli di 5 lezioni ciascuno, costituirà una preziosa raccolta di informazioni tecniche, difficilmente reperibili sotto la classica forma del libro tecnico generalmente privo dell'inestimabile corredo di domanda con risposta, ricoprenti la quasi totalità dei casi cne il tecnico è chiamato ad affrontare nel suo diuturno lavoro di assistenza ai clienti.

Ci risulta altresì che tale Corso, il cui Corpo insegnante comprende i migliori e più noti nomi della presente tecnica TV viva ed operante, ed è già stato in via di massima approvato dalla competente Direzione dell'istruzione tecnica presso il Ministero dell'Educazione Nazionale.

Il periodo complessivo d'insegnamento sarà compreso fra i 12 e i 18 mesi: ciò per la duplice ragione di diluire in un acconcio lasso di tempo la mole notevole della materia d'insegnamento ed assicurarne così un proficuo assorbimento da parte dell'allievo, e di rateare entro un ragionevole spazio di tempo il costo del Corso stesso.

Tecnicus

LA SINCRONIZZAZIONE DELL' IMMAGINE

(segue da pag. 4/50)

E' evidente che la situazione peggiora coll'aumentare della frequenza e della costante di tempo. Se ne inferisce che per ottenere un'immunità dai disturbi uguale a quella dei filtri passa basso normali, i circuiti accordati non possono in molti casi, essere adottati, perchè irrealizzabili in pratica a motivo degli altissimi fattori di merito che dovrebbero presentare.

Si deduce ancora che a pari costante di tempo, cioè per un'assegnata rapidità di generazione del segnale di uscita, i circuiti accordati sono meno esenti dai disturbi che non i filtri passa basso, ai quali pertanto si deve dare la preferenza. (6515)

FINE

MANIFESTAZIONI TELEVISIVE NELLA GERMANIA OCCIDENTALE

Sotto il patrocinio dell'Università Tecnica di Berlino-Charlottenburg è stato annunciato un interessante programma di manifestazioni culturali in tema di televisione che si svolgeranno come segue:

Mesi di Gennaio-Febbraio 1952: sei conferenze tecniche su vari soggetti TV così distribuite:

8 Gennaio 1952:
Dr. H. WERRMANN, Berlin
« Übertragung von Fernsehsignalen im Weitverkehr »

15 Gennaio 1952:
Prof. Dr. W. ESTEL, Hamburg
« Programm-Technik »

22 Gennaio 1952:
Dr. R. MÖLLER, Darmstadt
« Studio-Technik »

29 Gennaio 1952:
Dr. J. SCHUNACK, Berlin
« Fernesh-Messtechnik »

12 Febbraio 1952:
Dipl. Ing. RUDERT, Darmstadt
« Empfängertechnik »

26 Febbraio 1952:
Dr. M. ULLNER, Berlin
« Wechselbeziehungen zwischen Film und Fernsehen »

Nel mese di Marzo, contemporaneamente ad altre conferenze tecniche delle quali diamo qui avanti l'annuncio, vi sarà una **Mostra dell'Industria televisiva tedesca organizzata dal Ministero delle Poste e Telecomunicazioni che si svolgerà dal 3 all'8 Marzo prossimo in una vasta sede sita in Jebenstrasse 1, nelle vicinanze della Stazione Zoo.**

Ecco l'elenco delle conferenze tecniche:

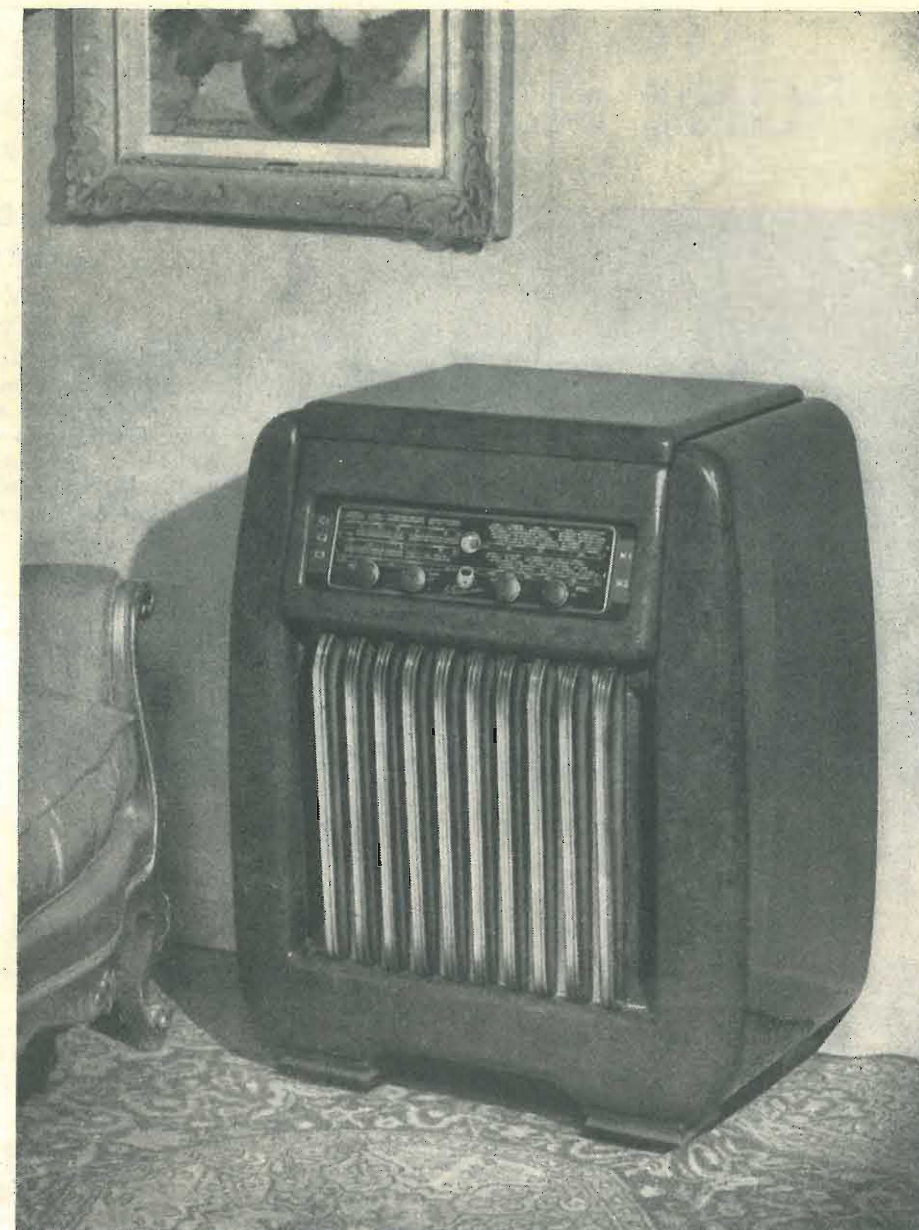
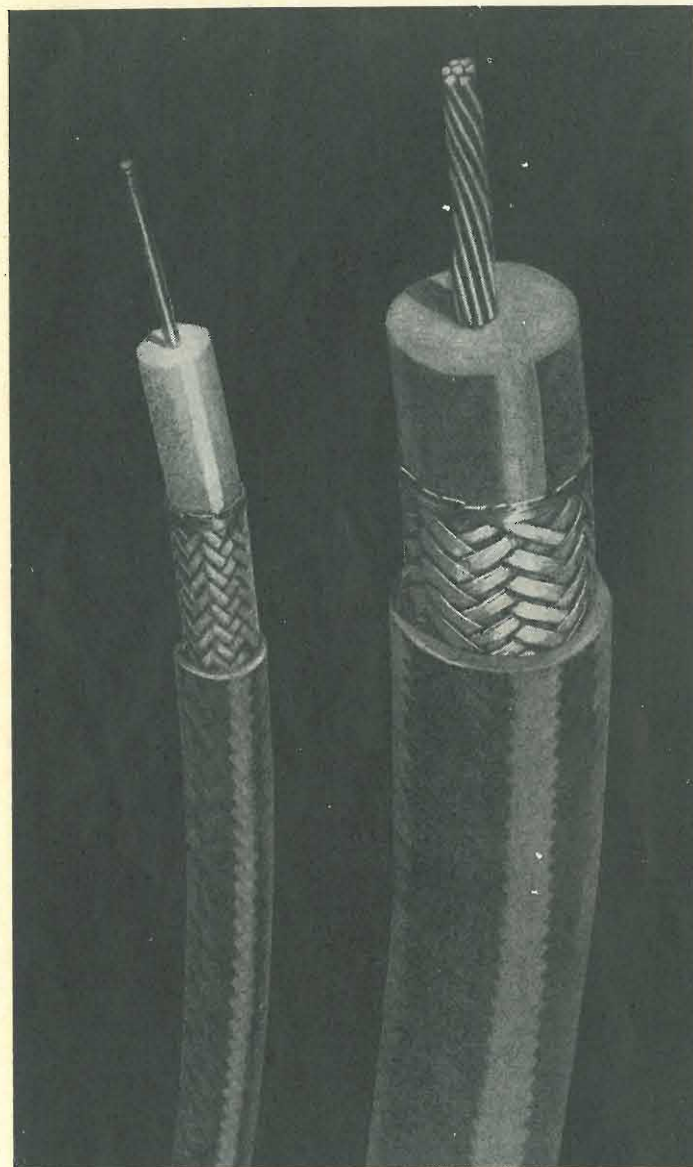
3 Marzo 1952:
(a) Prof. Dr. F. KIRSCHSTEIN, Darmstadt
« Verfahrensfragen unter dem Gesichtspunkt der Normung »
(b) Prof. Dr. W. KLEEN, Madrid
« Weitverbindungen, Rauschprobleme und Röhrentechnik »

4 Marzo 1952:
(a) Dipl.-Ing. Dr. W. BERNDT, Berlin
« Antennenanlagen »
(b) Prof. Dr. G. LEITHÄUSER, Berlin
« Empfangsvorführungen »

5 Marzo 1952:
(a) Dr. H. THIEMANN, Zürich
« Grossprojektion »
(b) Ing. W. WERNER, Eindhoven
« Heimprojektion »
(c) Prof. Dr. F. SCHROETER, Madrid
Zusammenfassung und Ausblick »

Nuova culla

Giuseppe e Mariarosa Di Bello annunziano agli amici di babbo e mamma la nascita della loro sorellina Luisa.

piccoli annunci

Cavi A. F.

Cavi per A. F.

per antenne riceventi e trasmittenti
radar
raggi X
modulazione di frequenza
televisione
elettronica

S. R. L. Carlo Erba

MILANO - Via Clericetti 40 - Telefono 29.28.67

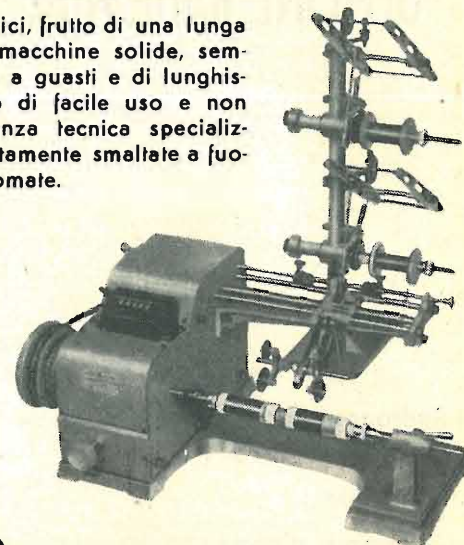
Produzione Pirelli S. p. A. - Milano

ELETTROMECCANICA

L. MAINETTI & C.

VIA BERGOGNONE, 24 - **MILANO** - TELEFONO 47.98.86

MACCHINE BOBINATRICI AUTOMATICHE
AVVOLGITRICI PER CONDENSATORI
AVVOLGIMENTI

Le nostre bobinatrici, frutto di una lunga esperienza, sono macchine solide, semplici, non soggette a guasti e di lunghissima durata. Sono di facile uso e non richiedono assistenza tecnica specializzata. Sono completamente smaltate a fuoco e con parti cromate.

Fornita a richiesta di metticarta automatico

Vendite rateali

Bobinatrice Mod. **ML 10**
da uno a più guidafili

STABILIMENTO SPECIALIZZATO
NELLA STAMPA SU VETRO
MATERIE PLASTICHE - METALLI

a. g. grossi

VIA INAMA, 17 **MILANO** TEL. 230.200 - 230.210 (Tram 23-28)

LAVORAZIONI SPECIALI SU VETRO
SPECCHIATURE IN ARGENTO - ORO
E PIOMBO - CRISTALLI PER SCALE RADIO
CARTELLI PUBBLICITARI

La Ditta A. G. Grossi ha il piacere di comunicare alla sua stimata Clientela di essersi trasferita nel proprio stabilimento di via

INAMA, 17 - tel. 23.02.00 - 230210 - MILANO

Dati i numerosi perfezionamenti tecnici conseguiti e le nuove attrezzature che ci consentono la qualità e la rapidità di esecuzione, saremo grati alla Clientela che vorrà cortesemente visitarci nella nuova sede e favorirci nelle proprie ordinazioni.

Distinti saluti

A. G. Grossi

IL MEGLIO IN SCALE RADIO

DAM Decorazione Artistica Metallica

di G. MONTALBETTI

VIA DISCIPLINI 15 - **MILANO** - TELEFONO 89.74.62

Scale Radio

Brevetti G. Montalbetti

Una tecnica speciale di stampa per le vostre realizzazioni di quadranti radio e pubblicitari

DAM - MILANO - Amministrazione Via Disciplini, 15 - Tel. 89.74.62
Laboratorio Via Chiusa, 22 e Via Disciplini, 15

ELETTROCOSTRUZIONI CHINAGLIA-BELLUNO
FABBRICA STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA

BELLUNO - Via Col di Lana, 22 - Telef. 4102
CAGLIARI - Viale S. Benedetto - Tel. 5114
FIRENZE - Via Porta Rossa, 6 - Tel. 296.161
GENOVA - Via Caffaro, 1 - Telefono 290.217
MILANO - Via Cosimo del Fante 9 - Tel. 383.371
NAPOLI - Via Sedile di Porto 53 - Tel. 12.966
PALERMO - Via Rosolino Pilo 28 - Tel. 13.385

PROVAVALVOLE Mod. PRV - 410

a lettura diretta per il controllo delle valvole Europee ed Americane

Nuova produzione

Strumento di grandi dimensioni (mm. 115 x 140) a bobina mobile e magnete permanente.

Cambio tensione per alimentazione in corrente alternata da 110 a 280 Volt periodi 42/60.

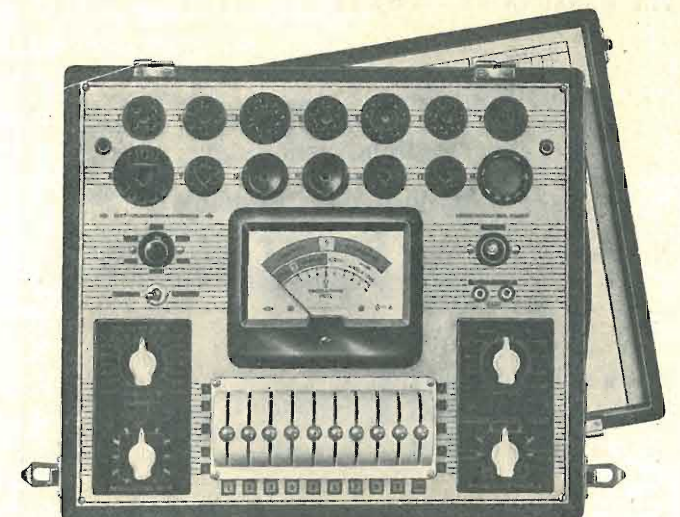
Selettori di leva di tipo speciale e di sicuro contatto.

Zoccolatura per valvole Europee ed Americane del tipo normale e a bicchiere.

Tensioni di filamento per valvole a 0,65 - 1,2 - 1,4 - 2 - 2,5 - 2,8 - 3,3 - 4 - 5 - 6,3 - 7,5 - 12,6 - 14 - 20 - 25 - 30 - 35 - 45 - 50 - 55 - 60 - 70 - 117 Volt.

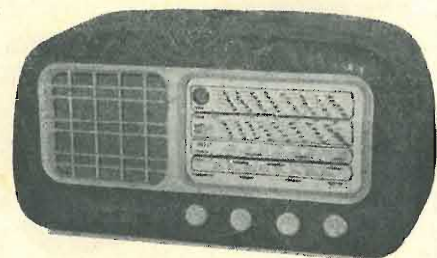
Boccole di inserzione cuffia telefonica per la prova di rumorosità della valvola.

Potenziometro di alimentaz. anodica con scala da 0 a 90.

Commutatore rotante per le varie prove.

PROVE. - Prova della continuità del filamento - del cortocircuito fra gli elettrodi - dell'emissione totale della valvola e separatamente dei singoli elementi - dell'isolamento del catodo - di rumorosità della valvola.

IMPIANTI RADIOFONICI

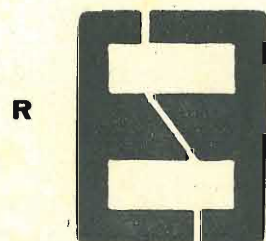
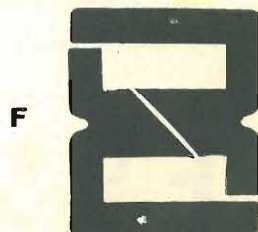
Concessionaria:
Ditta RINALDO GALLETTI
C.so Italia, 35 - MILANO - Telefono 30.580

Gli impianti radiofonici **DUCATI** sono stat creati per eliminare i disturbi parassitari dalla ricezione radiofonica a cui infatti conferiscono potenza di ricezione e purezza di riproduzione.

Un nuovo successo della

TORINO - Via Carena, 6

il 445 O. M. 5 valvole più occhio magico
4 gamme d'onda

L. 39,120 t. c.

RADIOMINUERIE
REFIX
CORSO LODI 113 - Tel. 58.90.18
MILANO

R E F

R. 1 56x46 colonna 16	E. 2 98x84 colonna 28	E. 5 68x92 colonna 22
R. 2 56x46 colonna 20	E. 3 56x74 colonna 20	E. 6 68x58 colonna 22
E. 1 98x133 colonna 28	E. 4 56x46 colonna 20	F. 1 83x99 colonna 29

SI POSSONO INOLTRE FORNIRE LAMELLE DI MISURE E DISEGNI DIVERSI

Prezzi di assoluta concorrenza

MILANO
Corso Italia 37
Tel. 38.34.52

Richiedere listini

FABBRICA STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA

Costruzioni di
ANALIZZATORI - TESTER PROVAVALVOLE
OSCILLATORI MODULATI - OSCILLOGRAFI
TESTER ELETTRONICI - MILLIVOLMETRI
E APPARECCHIATURE SPECIALI

Si eseguono accurate riparazioni

ENERGO ITALIANA

SOCIETÀ RESPONS. LIMITATA CAPITALE L. 500.000

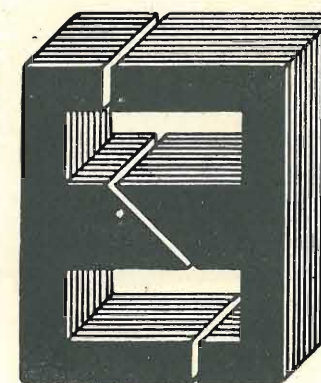
PRODOTTI PER SALDATURA

MILANO (539) VIA G. B. MARTINI, 8-10 - TEL. 28.71.66

MARCA DEPOS.

Filo autosaldante a flusso rapido in lega di Stagno "ENERGO SUPER"
Con anima resinosa per Radiotelefonia.
Con anima evaporabile per Lampadine.
Deossidante pastoso neutro per saldature delicate a stagno "DIXOSAL"
Prodotti vari per saldature in genere.

TASSINARI UGO

VIA PRIVATA ORISTANO 14 - TEL. 280647
MILANO (Gorla)

LAMELLE PER TRASFORMATORI RADIO E INDUSTRIALI - FASCE CALOTTE - TUTTI I LAVORI DI TRANCIATURA IN GENERE

"L'Avvolgitrice"

TRASFORMATORI RADIO
UNICA SEDE
MILANO - Via Termopoli 39 - Tel. 28.79.78

Costruzioni trasformatori industriali di piccola e media potenza - Autotrasformatori - Trasformatori per radio · Riparazioni - Trasformatori per valvole Rimlock

---

F. A. R. E. F. TORINO

L'organizzazione **F.A.R.E.F.** di Milano comunica alla sua affezionata clientela di aver aperto una filiale di vendita in Torino

Via S. Domenico 25 - Telefono 52.07.79

Prima dei Vs. acquisti
VISITATECI! INTERPELLATECI!
troverete tutto il materiale radio e affini a prezzi di assoluta concorrenza.

CONCESSIONARIA ESCLUSIVA DEI:

Condensatori variabili	GAM
Trasform. di alimentazione	PRM
Gruppi A F	GUERINI
I migliori mobili radio della Brianza	TRE-DIS

Distributori per il Piemonte
della ditta **CREAS** - Condensatori

TV

1 μH

OMAGGIO

A tutti gli interessati di TV verrà spedito gratis dietro semplice richiesta un'esemplare di induttanza per filamento

GINO CORTI Medie Frequenze
Gruppi A.F.

MILANO - C.so LODI 108 - Tel. 58.42.26

Inviate il vostro indirizzo

alla **S.p.A. J. GELOSO** - Viale Brenta, 29 - **Milano**

richiedendo l'iscrizione del vostro nominativo nello schedario di spedizione del **"BOLLETTINO TECNICO GELOSO"** riceverete la pubblicazione a partire dal N. doppio 49/50 che illustra tre ricevitori, un amplificatore, un registratore a filo, un televisore, parti staccate per televisione e numerosi altri prodotti.

NB. - L'invio è **gratuito** e solo le nuove iscrizioni, le rettifiche e le varianti di indirizzo devono essere accompagnate dalla somma di Lire 150.

A/STARS di ENZO NICOLA

Sintonizzatori per modulazione di frequenza

Interpellateci
Prospetti illustrati a richiesta

A/STARS Corso Galileo Ferraris 37 - TORINO
Telefono 49.974

Produzione 1951-52

Ricevitori Mod. Amp. ed F.M. a 3 e 5 gamme
Sintonizzatori F.M. Mod. R.G. 1 - R.G. 2 - R.G. 0 ed R. G.V. - Mod. T.V. per il suono della Televisione.
Scatola di montaggio dei ricevitori ed adattatori di cu sopra.
Parti staccate: Medie Frequenze per F.M. con discriminatoire Antenne per F.M. e Televisione

---

FABBRICA AVVOLGIMENTI ELETTRICI

PIAZZA PIOLA, 12 - **MILANO** (535) - TELEFONO 29.60.37

Trasformatori d'Alimentaz. (Brevet.)
Trasformatori d'Uscita
Autotrasformatori
Avvolg. per telefonia e motoscooter
Avvolgimenti speciali
Ufficio tecnico per lo studio e progettazione di avvolgimenti speciali

---

S. A.

AZIENDA LICENZE INDUSTRIALI — Fabbrica Apparecchi Radiofonici

ANSALDO LORENZ INVICTUS

MILANO - Via Lecco 1 - Tel. 2181

RADIOPRODOTTI ISTRUMENTI DI MISURA

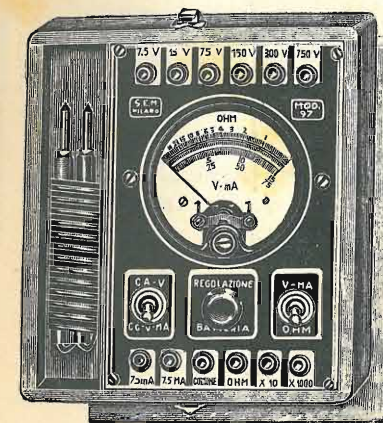
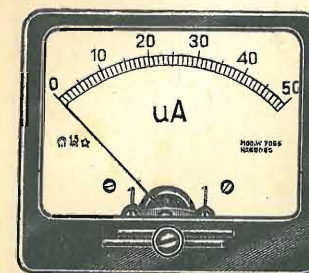
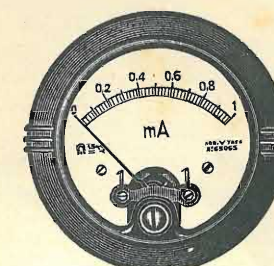
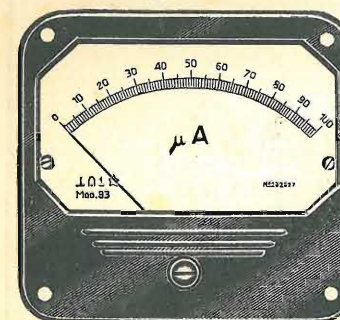
Analizzatori - Altoparlanti - Condensatori - Gruppi - Mobili - Oscillatori - Provavalvole - Scale parlanti - Scatole di montaggio - Telai - Trasformatori - Tester - Variabili - Viti - Zoccoli ecc. *I migliori prezzi - listini gratis a richiesta*

RAPPRESENTANTE ESCLUSIVO per MILANO - LOMBARDIA PIEMONTE - LIGURIA

R. C.

RESISTENZE CONDENSATORI AFFINI

VIA CLERICI 8 - MILANO - TELEFONO 89.69.97

ANALIZZATORE
Mod. 601/1
10000 Ω/V
CC e CA

ANALIZZATORE
Mod. 97
1000 Ω/V
CC e CA

Mod. 70 ss

Mod.W 70

Mod. 83

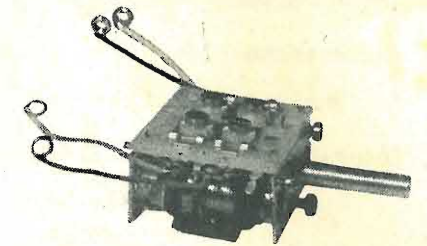
PREVENTIVI E LISTINI GRATIS A RICHIESTA

Travaglini Luciano

COSTRUZIONE E RIPARAZIONE STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA

Via Carretto, 2 - **MILANO** - Via Pascoli, 4
Telefono 20.88.04

F.V.M.

GRUPPI ALTA FREQUENZA
PRODUZIONE PROPRIA E DEPOSITATA

Tipi a 4 - 3 - 2 gamme d'onda e due gamme spaziate per qualsiasi tipo di valvola (Rimlok Miniature - per C.A. e C.C.)

Gruppi speciali a richiesta

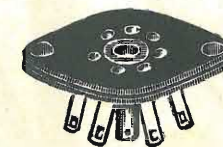
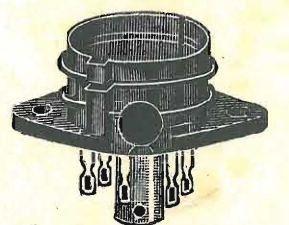
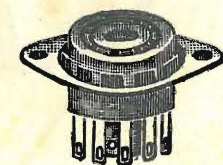
RIVENDITORI:

Milano	A.L.I. - Via Lecco 16 CASTELFRANCHI - Via S. Antonio 13 M. MARCUCCI - Via F.lli Bronzetti, 37 VANNES AMBROSI - Via Scarlatti, 30 LA RADIOTECNICA - Via Napo Torriani, 3 COLOMBO - Viale Tunisia
Genova	SILVIO COSTA - Galleria Mazzini, 3 R
Bologna	SARRE - Via Marescalchi, 7
Napoli	Dott. CARLOMAGNO - P.zza Vanvitelli

INDUSTRIA ITALIANA SUPPORTI PER VALVOLE RADIO **UGO SAONER**

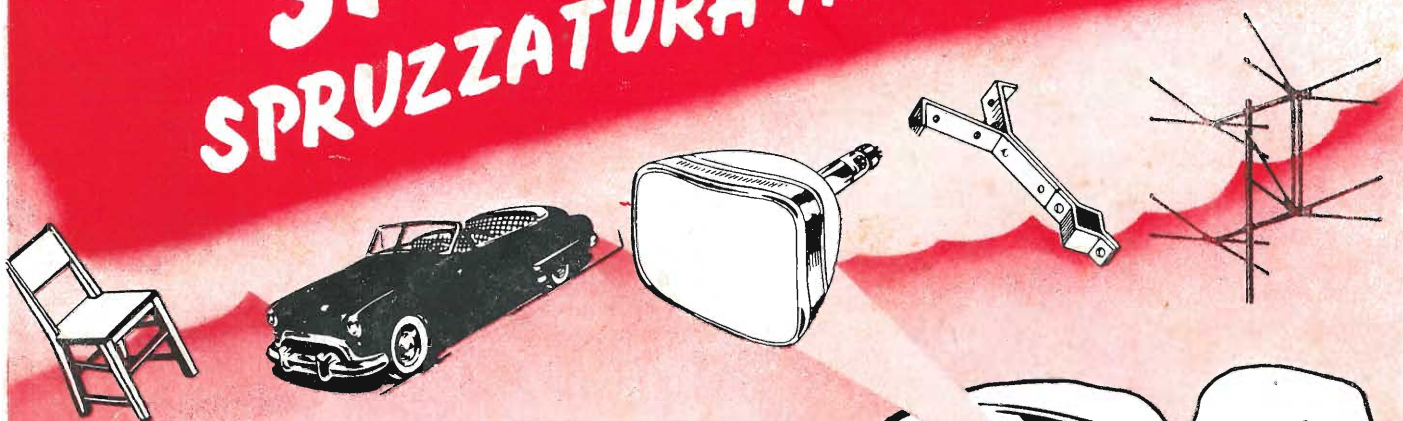
VIA ARENA, 22 - **MILANO** - TEL. 33.684 - 381.808

Radioaccessori - Minuterie radiotecniche

ZOCCOLI PER VALVOLE

MINIATURE (7 piedini) tranc. tangentdelta

RIMLOCK

MINIATURE (7 piedini) stamp. in bachelite con ghiera orientabile

NOVAL (9 piedini) in tangentdelta

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO - Tip. TIPEZ V.le Cermenate 56

CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - CORSO SEMPIONE, 6 - MILANO

GENERAL G C CEMENT
SPRAY-KOAT
SPRUZZATURA AUTOMATICA
NON RICHIEDE PULITURA. È SUFFICIENTE PREMERE LA LEVA E VERNICIARE COL COMUNE METODO DI SPRUZZATURA.
L'equipaggiamento è composto dal barattolo e dalla valvola da applicare sul coperchio superiore dello stesso, e trova pratica utilizzazione in ogni campo di attività. L'estrema semplicità rende possibile il suo impiego da parte di chiunque. L'unica attenzione da usare da parte di chi l'adopera, è quella di tenere pulita la valvola dopo l'uso.
G C
SPRAY-KOAT
NO MESS • JUST PRESS A LEVER
GENERAL CEMENT MFG. CO.
ROCKFORD, ILL. U. S. A.
Rappresentanti Generali per l'Italia:
LARIR S. r. l - MILANO - PIAZZA 5 GIORNATE 1 - TELEFONI 79.57.62 - 79.57.63